

通信用平面アンテナの高性能化に関する研究

堀 俊 和

1992年10月



博 士 論 文

通信用平面アンテナの高性能化に関する研究

Studies on High Performance Planar Antenna
for Communication Systems

金沢大学大学院自然科学研究科

堀 俊 和

Toshikazu Hori

目 次

| | |
|--------------------------------|----|
| 第1章 序論 | 1 |
| 1.1 平面アンテナの変遷と本研究の占める位置 | 1 |
| 1.2 平面アンテナの通信への応用における問題点 | 4 |
| 1.3 本研究の内容と論文の構成 | 6 |
| 第2章 マイクロストリップアンテナ(MSA)の広帯域化 | 9 |
| 2.1 まえがき | 9 |
| 2.2 MSAの構造と基本特性 | 10 |
| 2.2.1 1点給電円形MSA | 10 |
| 2.2.2 2点給電円形MSA | 21 |
| 2.2.3 1点給電楕円形MSA | 25 |
| 2.3 MSAの広帯域化の方法 | 29 |
| 2.4 円形MSAの広帯域化 | 30 |
| 2.4.1 無給電素子による広帯域化 | 30 |
| 2.4.2 周波数スケーリングによる広帯域円形MSAの設計法 | 39 |
| 2.4.3 広帯域円形MSAの特性 | 44 |
| 2.4.4 高次モード励振広帯域円形MSAの特性 | 49 |
| 2.5 楕円形MSAの二周波数帯共用化 | 52 |
| 2.5.1 無給電素子による二周波数帯共用化 | 52 |
| 2.5.2 二周波数帯共用楕円形MSAの設計法 | 53 |
| 2.5.3 二周波数帯共用楕円形MSAの特性 | 56 |
| 2.6 むすび | 59 |
| 第3章 同一面給電平面アレーアンテナ | 60 |
| 3.1 まえがき | 60 |
| 3.2 同一面給電平面アレーの基本構成 | 62 |
| 3.3 同一面給電電力分配回路の設計法 | 64 |
| 3.3.1 マイクロストリップ線路の特性 | 64 |
| 3.3.2 電力分配の基本回路構成 | 70 |
| 3.3.3 広帯域MSAの円偏波励振 | 73 |

| | |
|-----------------------------|-------|
| 3.3.4 広帯域MSAと給電回路との相互結合 | 7 6 |
| 3.4 同一面給電平面アレーの設計 | 7 7 |
| 3.4.1 励振振幅分布と素子配列 | 7 7 |
| 3.4.2 4×4分配同一面給電回路 | 8 0 |
| 3.5 試作アンテナの構造と特性 | 8 1 |
| 3.5.1 試作アンテナの構造 | 8 1 |
| 3.5.2 試作アンテナの特性 | 8 2 |
| 3.5.3 ショートバックファイアアンテナとの比較 | 8 5 |
| 3.6 むすび | 8 7 |
| 第4章 円形配列円錐ビームアレーアンテナ | 8 8 |
| 4.1 まえがき | 8 8 |
| 4.2 円錐ビームアレーの動作原理と構成 | 9 0 |
| 4.3 円錐ビームアレーの設計法 | 9 3 |
| 4.3.1 素子配列 | 9 3 |
| 4.3.2 電力分配回路 | 9 6 |
| 4.4 試作アンテナの構造と特性 | 9 7 |
| 4.4.1 円偏波円錐ビームアレー | 9 7 |
| 4.4.2 二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレー | 1 0 1 |
| 4.5 むすび | 1 0 6 |
| 第5章 球面配列スイッチングアレーアンテナ | 1 0 7 |
| 5.1 まえがき | 1 0 7 |
| 5.2 球面配列スイッチングアレーの構成 | 1 0 8 |
| 5.3 球面配列スイッチングアレーの配列素子数の低減法 | 1 1 0 |
| 5.3.1 単一素子励振時の最小照射利得の限界 | 1 1 0 |
| 5.3.2 複数素子励振時の励振素子数と配列素子数 | 1 1 3 |
| 5.3.3 位相制御による配列素子数の低減 | 1 1 5 |
| 5.4 周方向切り換え形スイッチングアレーの設計法 | 1 1 7 |
| 5.4.1 単一素子励振時の最小照射利得 | 1 1 7 |
| 5.4.2 2素子位相励振時の最小照射利得 | 1 1 8 |
| 5.4.3 デジタル移相器のビット移相量と最小照射利得 | 1 2 1 |
| 5.4.4 ビーム走査のための検出法と制御法 | 1 2 2 |

| | |
|----------------------------------|-------|
| 5.4.5 ビーム走査時の放射指向性 | 1 2 3 |
| 5.5 試作アンテナの構造と特性 | 1 2 6 |
| 5.5.1 試作アンテナの構造 | 1 2 6 |
| 5.5.2 試作アンテナの特性 | 1 2 8 |
| 5.6 むすび | 1 3 1 |
| 第6章 ホーンとMSAアレーを用いた二周波数帯共用反射鏡アンテナ | 1 3 2 |
| 6.1 まえがき | 1 3 2 |
| 6.2 二周波数帯共用一次放射器 | 1 3 4 |
| 6.2.1 ホーンとMSAアレーの併置 | 1 3 4 |
| 6.2.2 共用一次放射器の放射指向性の計算式 | 1 3 4 |
| 6.2.3 共用一次放射器の機械的制約条件 | 1 3 6 |
| 6.2.4 共用一次放射器が互いの指向性に及ぼす影響 | 1 3 7 |
| 6.3 共用一次放射器の構造パラメータとアンテナ特性との関係 | 1 3 9 |
| 6.3.1 アンテナの放射指向性の計算 | 1 3 9 |
| 6.3.2 アンテナの最大開口能率 | 1 3 9 |
| 6.3.3 アンテナのエッジレベル | 1 4 2 |
| 6.3.4 アンテナの最適設計 | 1 4 4 |
| 6.4 アンテナの実測特性による評価 | 1 4 5 |
| 6.4.1 アンテナの構造 | 1 4 5 |
| 6.4.2 開口能率 | 1 4 7 |
| 6.4.3 放射指向性 | 1 4 8 |
| 6.5 むすび | 1 5 0 |

| | |
|--------------------------|-------|
| 第7章 イメージ線路給電スロットアレーアンテナ | 1 5 1 |
| 7.1 まえがき | 1 5 1 |
| 7.2 イメージ線路給電スロットアレーの基本構成 | 1 5 2 |
| 7.3 誘電体イメージ線路の特性 | 1 5 3 |
| 7.3.1 イメージ線路中の波長 | 1 5 3 |
| 7.3.2 イメージ線路の損失 | 1 5 5 |
| 7.4 イメージ線路給電スロットアレーの解析 | 1 5 9 |
| 7.5 試作アンテナの構造と特性 | 1 6 2 |
| 7.5.1 試作アンテナの構造 | 1 6 2 |

| | |
|-----------------------|-------|
| 7.5.2 試作アンテナの特性 | 1 6 3 |
| 7.6 むすび | 1 6 9 |
| 第 8 章 結 論 | 1 7 0 |
| 謝 辞 | 1 7 4 |
| 参考文献 | 1 7 5 |

第 1 章 序 論

1.1 平面アンテナの変遷と本研究の占める位置

マイクロストリップアンテナ（以下，M S A と略す）に代表される平面アンテナは，簡易，小形，軽量，薄型（ロープロファイル）等の特徴により，新しいタイプのアンテナとして注目されており，船舶，飛行機，自動車等の移動体用アンテナをはじめとする各種無線通信方式用アンテナ，衛星放送受信用アンテナをはじめとする各種受信専用アンテナ，地球探査衛星をはじめとする新時代の衛星搭載用アンテナ等として実用化されつつある。

プリント基板上に構成される M S A は，1953年に G. A. Deschamps ⁽¹⁾によって概念が提案されたのが最初と言われており，その後も何人かの研究者により報告がなされているが，M S A が現在に到る飛躍的な発展の原点となったのは，1970年代初頭の R. E. Munson および J. Q. Howell の研究である．R. E. Munson は，マイクロストリップ線路で給電した矩形の M S A を用いてフェイズドアレーを実現した結果を報告し⁽²⁾．一方，J. Q. Howell は，矩形および円形の M S A に対する実験結果を報告した⁽³⁾．これらの報告の後，米国の大学を中心とする各研究機関で意欲的に研究が進められ，1979年10月には米国のニューメキシコ大学でマイクロストリップアンテナに関する初めてのワークショップが開かれた．続いて，1981年1月に米国の IEEE Transaction on Antennas and Propagation に M S A の特集号が刊行され⁽⁴⁾⁽⁵⁾，それ以降，アンテナに関する国際会議においては，M S A のセッションが独自に設けられるようになった．

日本においても，1970年代半ば以降，埼玉大の羽石等を中心として M S A の研究が進められ，電子情報通信学会の全国大会においても M S A のセッションが独自に設けられるようになったが，電子情報通信学会論文誌に小形・薄形アンテナ論文特集号が刊行されたのは，1988年11月であった．

M S A に関する専門書としては，1980年に Artech House 社から I. J. Bahl and P. Bhartia による "Microstrip Antennas"⁽⁶⁾が，続けて1981年に Peter Peregrinus Ltd. 社から J. R. James, P. S. Hall and C. Wood による "Microstrip Antenna Theory and Design"⁽⁷⁾が出版された．さらに，1989年に J. R. James and P. S. Hall が監修した "Handbook of Microstrip Antennas"⁽⁸⁾が出版されるに及んで，ようやく M S A もアンテナとしての一応のレベルに達したと言える．

ところで，図 1.1 に示すように，広義の意味での M S A （すなわち，プリントアン

テナ)としては, 狭義の意味でのMSAである不平衡型のマイクロストリップ共振器をアンテナとするものに加えて, マイクロストリップ線路の地導体にスロットを構成したマイクロストリップスロットアンテナ⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾, マイクロストリップ線路の線路導体をジグザグ状等に変形し不連続部をアンテナとしたマイクロストリップラインアンテナ⁽¹¹⁾, スロットとストリップ線路およびストリップ導体とを組み合わせたプリントアンテナ⁽¹²⁾⁽¹³⁾等が報告されている。また, さらに広義の意味での『平面アンテナ』としては, ラジアル線路にスロットを設けたラジアルスロットラインアンテナ⁽¹⁴⁾およびヘリカルを放射素子とするラジアルラインアンテナ⁽¹⁵⁾等が報告されている。いずれのアンテナも良好な特性を有しており, 衛星放送受信用アンテナとして実用化の域に達している。

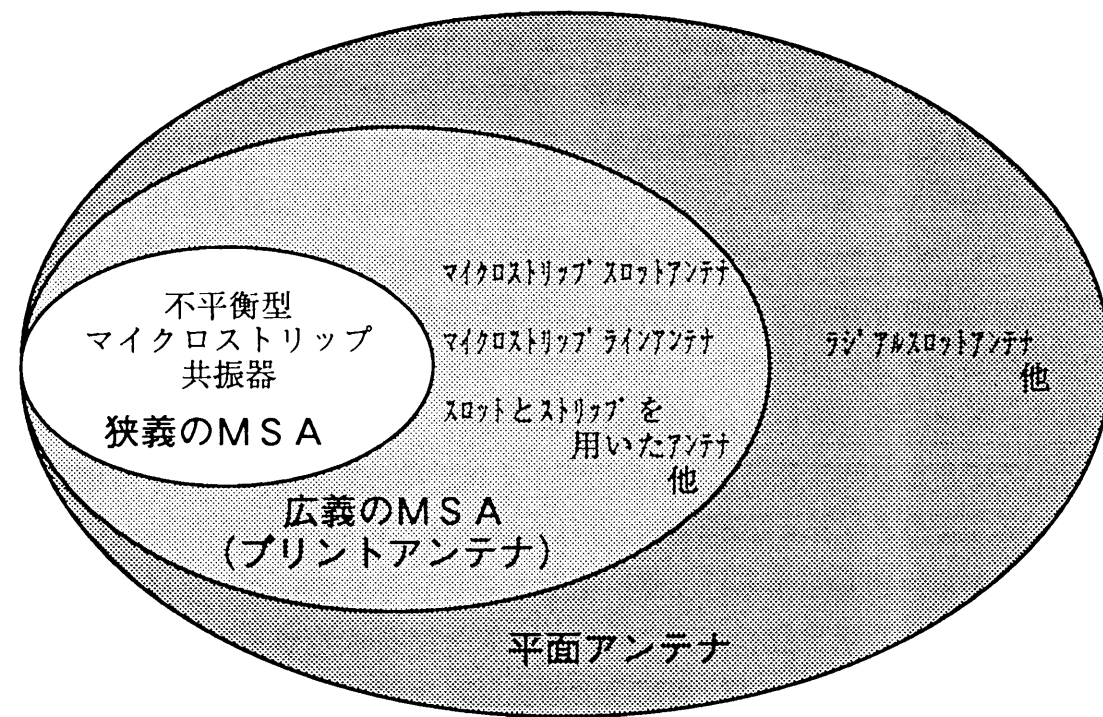


図1.1 平面アンテナの定義

本研究では, 狭義の意味でのMSAである円形および楕円形の不平衡型マイクロストリップ共振器をアンテナとするMSAとそれを用いたアレーアンテナ, およびマイクロストリップスロットアンテナの高周波数化および低損失化を図ったスロットアレーについて取り扱う。

MSAに関する研究は様々であるが, 1979年に著者等がMSAの研究を開始した頃

は, 解析とともに, 実用化に到るための二周波数帯共用化, 円偏波化, ミリ波帯への応用, 多層構造を伴うフェイズドアレー化が主たるテーマであった⁽¹⁶⁾。

主たるテーマのうち, MSAの解析については, MSAを伝送線路と見なして放射アドミタンスを求める伝送線路モデル (transmission-line model)⁽²⁾が最も簡易な解析方法である。また, 最も良く用いられるのが, 開放端に磁流壁を仮定し内部電磁界および放射電磁界を求めるキャビティモデル (cavity model)⁽¹⁷⁾である。他に, アンテナ内部の蓄積エネルギーと開放端アドミタンスとの関係に着目して Green 関数を用いる方法⁽¹⁸⁾, 開放壁での反射係数を求めて開放端アドミタンスを求める Wiener-Hopf 法⁽¹⁹⁾, Hankel 変換を用いる方法⁽²⁰⁾等が報告されている。一方, 計算機解析では, モーメント法⁽²¹⁾, モンテカルロ法⁽²²⁾, 有限要素法⁽²³⁾, DFNA (Direct Form of Network Analyze) 法⁽²⁴⁾, ワイヤグリッド法⁽²⁵⁾等が報告されている。

二周波数帯共用化については, 1979年に S. A. Long 等が, 2重化を図った円形MSAの実験結果を報告し⁽²⁶⁾, 1980年に矢野等が, その入力インピーダンスについて解析している⁽²⁷⁾。円偏波化については, 従来の2点給電に加え, 正方形や円形に摂動を与えた1点給電MSAについて1981年に W. F. Richards 等⁽²⁸⁾, 羽石等⁽²⁹⁾⁽³⁰⁾が, 楕円形について1980年に S. A. Long 等⁽³¹⁾⁽³²⁾が, 五角形については1975年に H. D. Weinschel⁽³³⁾が報告している。ミリ波帯への応用については, 1978年に J. C. Williams が36GHzで動作するアレーを報告している⁽³⁴⁾。また, 多層構造を伴うフェイズドアレー化については, 軍用として研究開発が進められていた⁽⁵⁾。

本研究は, このような背景のもとで, MSAおよびスロットアレーの平面アンテナを通信に応用することを目的に着手したものである。従って, 本研究では, 次節以降で述べるように, 通信に用いることを意図して, 広帯域化, 二周波数帯共用化, 円偏波化等を図ったMSAの設計法を中心に検討している。さらに, これらのMSAを素子として用いたアレーアンテナの, 高性能化および高機能化についての検討および低価格化を主眼としている。

1.2 平面アンテナの通信への応用における問題点

平面アンテナを通信に応用する際の問題点としては以下に示すものが考えられる。

- (1) 広帯域化
- (2) 円偏波化
- (3) 高能率・低サイドローブ化
- (4) 多機能化
- (5) 高周波数化
- (6) 多周波数帯共用化
- (7) 低価格化

以下、各々について、説明を加える。

(1) 広帯域化：

通信においては、通常アンテナは送受共用である。通信に用いる周波数帯域は、送受信の各々について、通常1～2%程度であり、送受の両方を含む帯域を考えると、通常9～10%程度になる。

従って、送受共用のためには、送受の両方の帯域9～10%程度をカバーする広帯域化、あるいは、送受各々の帯域1～2%程度のみをカバーする二周波数帯共用化が必要である。

(2) 円偏波化：

衛星を用いた移動通信には円偏波が用いられる。このため、アンテナの円偏波化、すなわちアレーの素子であるMSAの円偏波化が必要である。

(3) 高能率・低サイドローブ化：

1素子のMSAは最大でも10dBi未満の利得しか有していない。従って、通常の通信に用いるアンテナとしては、MSAをアレー化して利得を稼ぐ必要がある。このとき、アンテナとしては、アンテナのコンパクトさを失わないように能率の高いもの、他への干渉が少ないようにサイドローブの低いものが要求される。

(4) 多機能化：

アレー化を図ったMSAは、アレーの特徴を生かして、扇形ビームや円錐ビームのような任意の指向性を持つことや、フェーズドアレーあるいはスイッチングアレーの

ようにビームを走査することが可能となる。

(5) 高周波数化：

現在、公衆通信で用いられている周波数帯域は、VHF帯からミリ波帯の領域である。従って、すべての周波数帯で使用可能な平面アンテナを実現するためには、ミリ波帯においても使用可能な平面アンテナを実現する必要がある。

(6) 多周波数帯共用化：

通信においては、(1)に述べた送受共用であるとともに、いくつかの周波数帯が共用されている。例えば、地上マイクロ波通信においては、4／5／6GHz帯が共用されている。また、2GHz帯および11GHz帯のように、同じ区間に平行して用いられている場合がある。このような場合には、1つのアンテナで多周波数帯を共用できるのが望ましい。

(7) 低価格化：

軍事用あるいは衛星搭載用のアンテナと異なり、高性能化のみならず低コスト化がまず要求される。常に、性能とコストはトレードオフの状態に置かれている。

1.3 本研究の内容と論文の構成

本研究は、平面アンテナを衛星通信用移動局アンテナをはじめとする各種無線通信方式用アンテナとして応用する際の問題点に対する解決法および目標実現のための技術と、それに基づいて高性能化および高機能化を図ったMSAアンテナおよびアレーアンテナの設計法について検討することを目的としている。

目標実現のための主要な研究項目としては、

- (1) 放射素子の広帯域化技術
- (2) 放射素子の円偏波化技術
- (3) アレー化による指向性合成技術
- (4) ビーム走査技術
- (5) 給電回路構成技術
- (6) 反射鏡系設計技術

が上げられる。

本研究の内容と本論文の構成を図1.2に示す。図1.2には、前節で述べた問題点と、上に示した目標実現のための主要な研究項目および各章の内容との関連を示している。

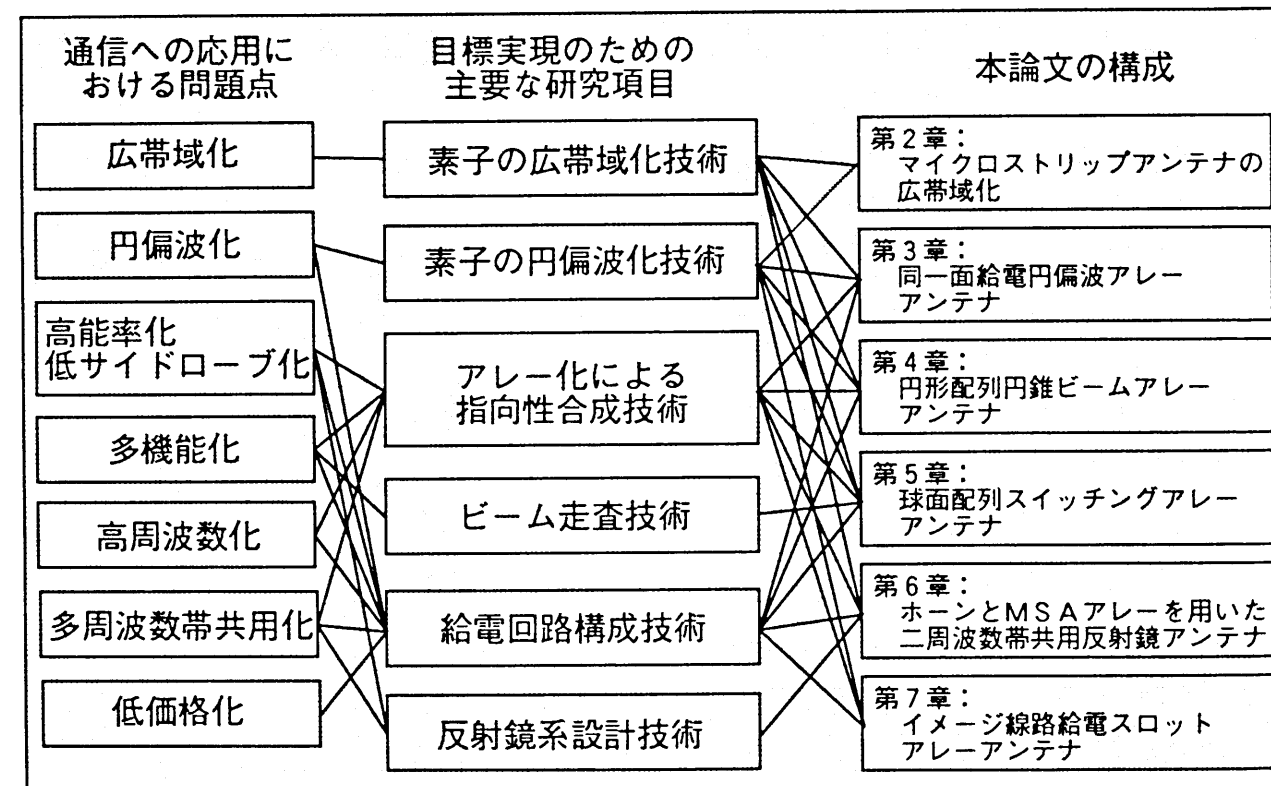


図1.2 本研究の内容と本論文の構成

以下に、第2章以降の各章の内容を示す。

第2章においては、第3章から第6章で述べるアレーアンテナの放射素子として用いるMSAの構造と基本特性、さらに、通信で用いるための周波数帯域の確保を目的として広帯域化（二周波数帯共用化も含む）を図ったMSAの構造と設計法および基本特性について述べる。ここでは、他の形状のMSAに比べて帯域幅が広くかつ利得が高い特徴を有する円形MSAを取り上げて、その基本特性を明確にする。また、円偏波で動作するMSAとして、2点給電の円形MSAと、1点給電で円偏波動作する楕円形MSAを取り上げて、設計法を提案する。通信で用いるためのMSAの広帯域化および二周波数帯共用化については、無給電素子の付加によるMSAの広帯域化および2周波数帯共用化について検討を行ない、その動作を解明し、実用可能な素子の設計法を確立するとともに、実測により設計法の妥当性、およびアレーアンテナの素子として用いるに十分な特性を有していることを明らかにする⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾。

第3章においては、広帯域で経済的にも優れたアンテナを実現するために、第2章で述べたMSAの上方に無給電素子を付加した広帯域円形MSAを用いて、高能率な特性を有する同一面給電円偏波MSAアレーを構成する方法を提案する。このアンテナを実現するための設計法を明らかにするとともに、アレー構成時の製作性に優れた給電回路の設計法およびその特性評価について述べる。さらに、その適用例として衛星を用いたSバンドの船舶通信用の船舶局アンテナを対象として、 4×4 素子のアレーを取り上げ、その設計法と特性を明らかにし、試作により設計法の妥当性を明らかにする⁽³⁶⁾。

第4章においては、第2章で述べた1点給電楕円形MSAおよび無給電素子を付加した二周波数帯共用楕円形MSAを用いて、ロープロファイルで簡易な構成の円形配列アレーを構成し、円錐ビームアンテナを得る方法を提案する。さらに、円錐ビームを得るための素子配列および給電分配回路の設計法について述べ、この設計法に基づいて円偏波円錐ビームを有する6素子円形配列アレーアンテナを試作し、特性測定により設計法の妥当性を明らかにする⁽³⁵⁾。

第5章においては、電子的ビーム走査の可能な球面配列アレーアンテナを移動局用アンテナとして実用に供すべく、その問題点である放射素子の素子数の低減について検討し、同時励振素子の数だけ移相器を用いて配列素子数を低減する方法を提案する。提案したアンテナの実現のために、具体例として衛星通信用移動局アンテナへの適用を図り、第2章で述べた広帯域円形MSAを用いた周方向切り換え形の球面配列スイッチングアレーの設計法を確立し、設計法を明らかにするとともに、実測特性により設計法の妥当性を明らかにする⁽³⁵⁾⁽³⁷⁾⁽³⁸⁾。

第6章においては、最高周波数と最低周波数の比が5以上に離れた場合の周波数帯共用アンテナの実現に着目し、平面アンテナを開口面アンテナへ適用する一例について述べる。二周波数帯共用アンテナとして、パラボラアンテナの一次放射器にホーンとMSAアレーを併置した新しい構成の一次放射器を用いる二周波数帯共用アンテナを提案し、開口能率とエッジレベルに着目した設計法について述べるとともに、試作した二周波数帯共用一次放射器を反射鏡と組み合わせて特性を実測実験によりその妥当性を明らかにする⁽³⁹⁾。

第7章においては、第6章までに述べたMSAを準ミリ波帯等の高周波領域で用いる際に問題となる給電回路の低損失化に着目して、平面アンテナの高周波数化の一手法を提案する。ここでは、ミリ波帯においてマイクロストリップ線路に代わる低損失な線路として、誘電体イメージ線路を用いたスロットアレーアンテナを提案し、30GHz帯での試作に基づき特性を明らかにする⁽⁴⁰⁾。

最後に、第8章では、本研究の総括として、第2章から第7章で得られた主要な成果をまとめて示す。

第2章 マイクロストリップアンテナ（MSA）の広帯域化

2.1 まえがき

本章では、第3章から第6章で述べるアレーアンテナの放射素子として用いるMSAの構造と基本特性を明らかにする。さらに、通信で用いるための周波数帯域の確保を目的として、アレーアンテナの放射素子の広帯域化技術について検討し、広帯域化（二周波数帯共用化も含む）を図ったMSAの構造と設計法および基本特性について述べる。

前章で述べたように、本研究では、共振器タイプのMSAについて取り扱う。共振器型MSAの形状としては、方形、円形、楕円形、五角形、リング形等があるが、ここでは、帯域幅が広く、また利得が高い円形MSAを取り上げて、その基本特性を明らかにする。また、円偏波で動作するMSAとして、2点給電の円形MSAと、1点給電で円偏波動作する楕円形MSAを取り上げて、設計法について検討する。

MSAの広帯域化および二周波数帯共用化については、2.3節に述べるようにいくつかの方法があるが、ここでは円形MSAおよび楕円形MSAの上方に無給電素子を用いる方法を取り上げ、その設計法を示すと共に、試作により実用の可能性を明らかにする。

まず2.2節では、直線偏波で動作する1点給電円形MSAと、円偏波で動作する2点給電円形MSAおよび1点給電楕円形MSAについて、その構造および設計法を示すとともに、基本モードおよび高次モードの基本特性について述べる。2.3節では、これらのMSAの広帯域化の方法について述べ、2.4節および2.5節において具体的な構成および特性を示す。2.4節においては、無給電素子を用いた円形MSAの広帯域化について、実測に基づく広帯域化の効果を明らかにし、スケーリングによる設計法を示すと共に、試作したMSAについて特性を確認する。最後に2.5節において、無給電素子を用いた楕円形MSAの二周波数帯共用化について、その構造を明らかにすると共に、設計法を提案し、試作したMSAの測定により特性を明らかにする。

2.2 MSAの構造と基本特性

2.2.1 1点給電円形MSA

本節では，本研究の基本となる1点給電円形MSAの構造，共振周波数，内部電磁界，遠方放射界等について，従来の報告に基づいてまとめて示す．さらに，指向性利得，放射指向性および比帯域幅について計算した結果を示す．

図2.1に1点給電円形MSAの構造を示す．1点給電円形MSAは，プリント基板の片面に円形素子をエッチングしたものであり，図2.1のようにF点に基板の裏から同軸で給電するか，あるいは円形素子のエッジからマイクロストリップ線路で給電する．このとき，給電点と中心点を含む面内に直線偏波が放射される．

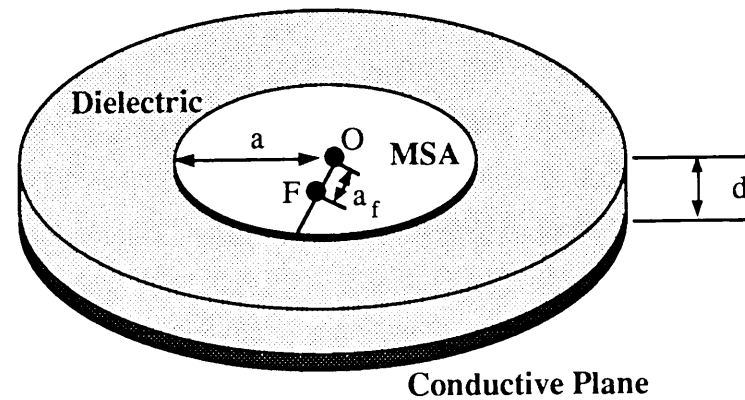


図2.1 1点給電円形MSAの構造

50Ω同軸で基板の裏側から給電する場合の給電点の位置は，基板の厚さ，誘電体の比誘電率等によって異なるが，概ね円形素子の半径aの1/3程度の点（0.3a～0.5a）の近傍である．また，円形素子のエッジからマイクロストリップ線路で給電する場合は，エッジでのインピーダンスが250～500Ωとなるため，50Ωのマイクロストリップ線路に対して1/4波長変成器が必要である．また，中心の点Oは，中心の電界が零としない高次モードの励振を抑圧する場合にアースすることがある．

1点給電円形MSAは，基板の厚さdが， $d \ll \lambda_0$ （ λ_0 は自由空間波長）のとき， TM_{nm0} モードが励振される．基本モードは TM_{110} モードである．

F点から給電した TM_{nm0} モード励振1点給電円形MSAの内部電磁界は，図2.2に

示すx y z座標系において次式で与えられる⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾．

$$E_z(\rho, \psi) = E_0 J_n(k_e \rho) \cos n \psi \quad \dots (2.1)$$

$$H_\rho(\rho, \psi) = -\frac{j \omega \epsilon}{k_e^2 \rho} E_0 J_n(k_e \rho) \sin n \psi \quad \dots (2.2)$$

$$H_\psi(\rho, \psi) = -\frac{j \omega \epsilon}{k_e} E_0 J'_n(k_e \rho) \cos n \psi \quad \dots (2.3)$$

ここで，給電は $\psi = 0$ の面内の点Fからの給電を仮定している．また， k_e は誘電体中の伝搬定数であり， $J_n(k_e \rho)$ は第一種のBessel関数を意味している．

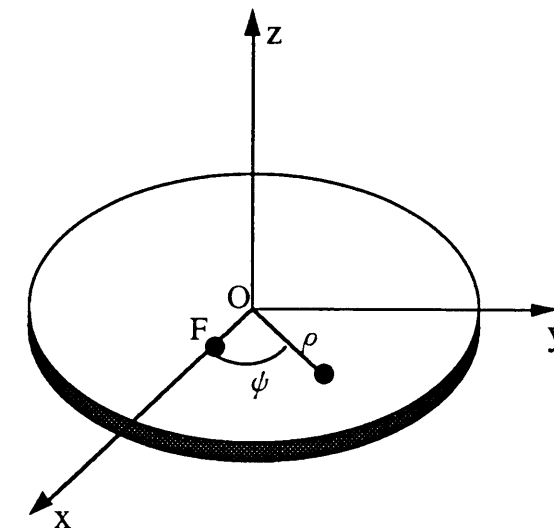


図2.2 内部電磁界に対する座標系

nが0～3のときの TM_{nm0} モード励振1点給電円形MSAに励振される電磁界を図2.3に示す．励振モードが異なると，そのモードが励振される円形MSAの径が異なるため，図2.3においては，同じ周波数で励振される場合について大きさを変えて示している．

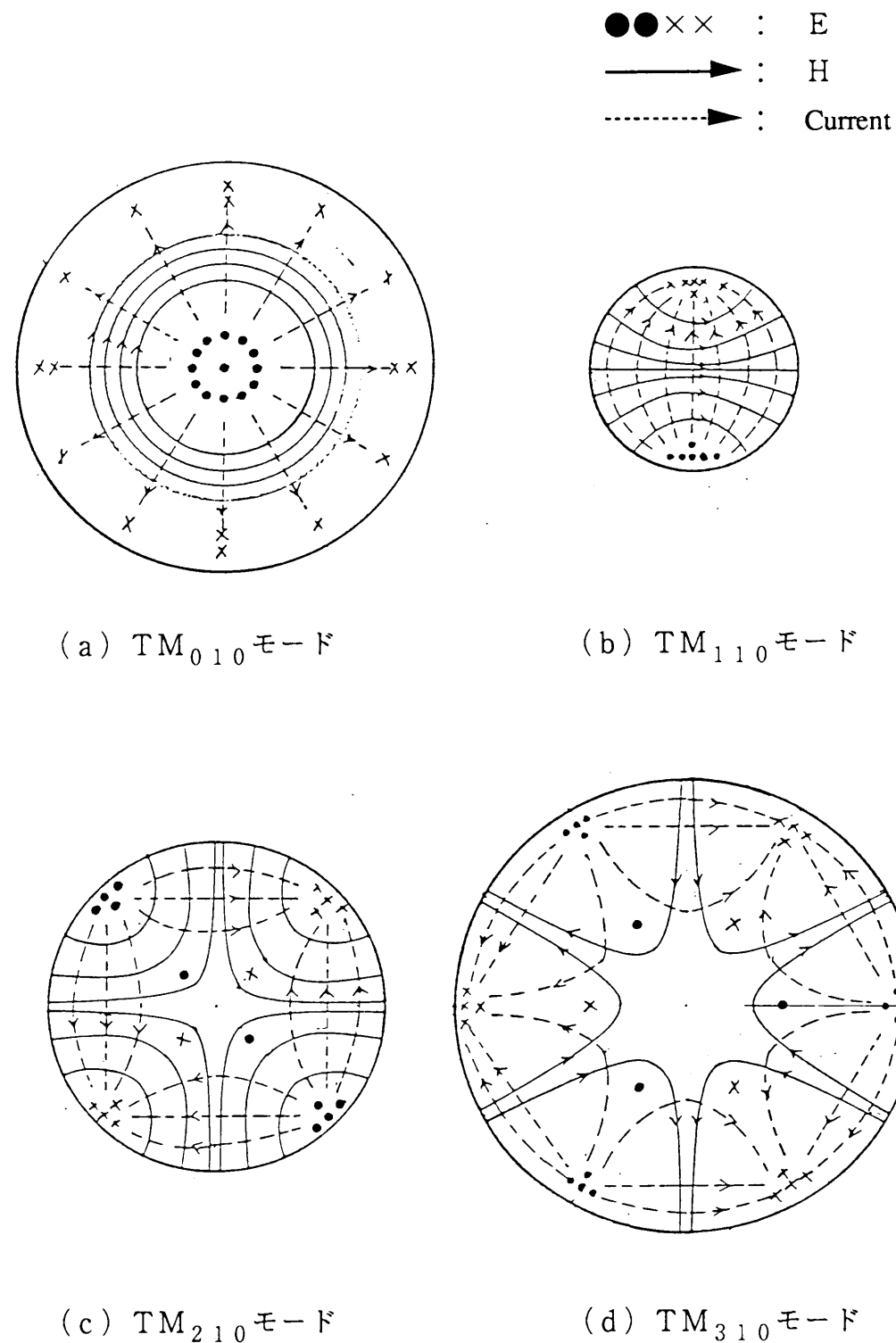


図 2.3 1点給電円形MSAの電磁界分布

(図中のMSAの径の異なりは、同じ周波数で励振される径の比を表わす)

TM_{nm0} モードで励振される1点給電円形MSAの共振周波数 f_r は、開放端での境界条件 $H_\psi(a_e, \psi) = 0$ を考慮することにより、式(2.3)から次式で与えられる。

$$f_r = \frac{K_{nm} C}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad \cdots (2.4)$$

ここで、 C は自由空間中の光速、 ϵ_r は誘電体の比誘電率を示している。 K_{nm} は固有値を示し、表2.1で与えられる。

表 2.1 固有値 K_{nm} の値

| n | K_{nm} |
|---|----------|
| 0 | 3.83171 |
| 1 | 1.84118 |
| 2 | 3.05424 |
| 3 | 4.20119 |

また、 a_e は円形素子の実効半径を示しており、端効果 (fringing effect) を考慮して以下に示す式で与えられる。

$$a_e = a \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a}{2d} + 1.7726 \right)} \quad \cdots (2.5)$$

ここで、 a は円形素子の半径、 d は誘電体の厚さを示している。なお、式(2.5)はL. C. Shen 等⁽⁴³⁾によって与えられた式であるが、他に精度の良い式としてW. C. Chew 等⁽⁴⁴⁾によって与えられた式があり、それを式(2.6)に示す。

$$a_e = a \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \frac{a}{2d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{a} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} \quad \cdots (2.6)$$

1点給電円形MSAの場合、L. C. Shen 等の式による誤差は6%以内、W. C. Chew 等の式による誤差は1%以内と報告されている⁽⁴⁴⁾。通常、1点給電円形MSAの設計には、式(2.5)が用いられることが多いが、より精度の高い式(2.6)を用いるのが望ましい。

例として、厚さ1.6mm、比誘電率 $\epsilon_r = 2.55$ のテフロンガラスラミネート基板を用い

たときの、周波数2.5～2.7GHzにおける円形素子の半径 a を図2.4に示す。図中の実線は式(2.6)を用いたときの値、破線は式(2.5)を用いたときの値であり、また、一点鎖線は実効半径 a_e を示している。例えば、2.6GHzで共振する円板の実効半径は式(2.4)より $a_e = 21.17\text{mm}$ であり、実際の円板の半径は式(2.6)より $a = 19.81\text{mm}$ である。

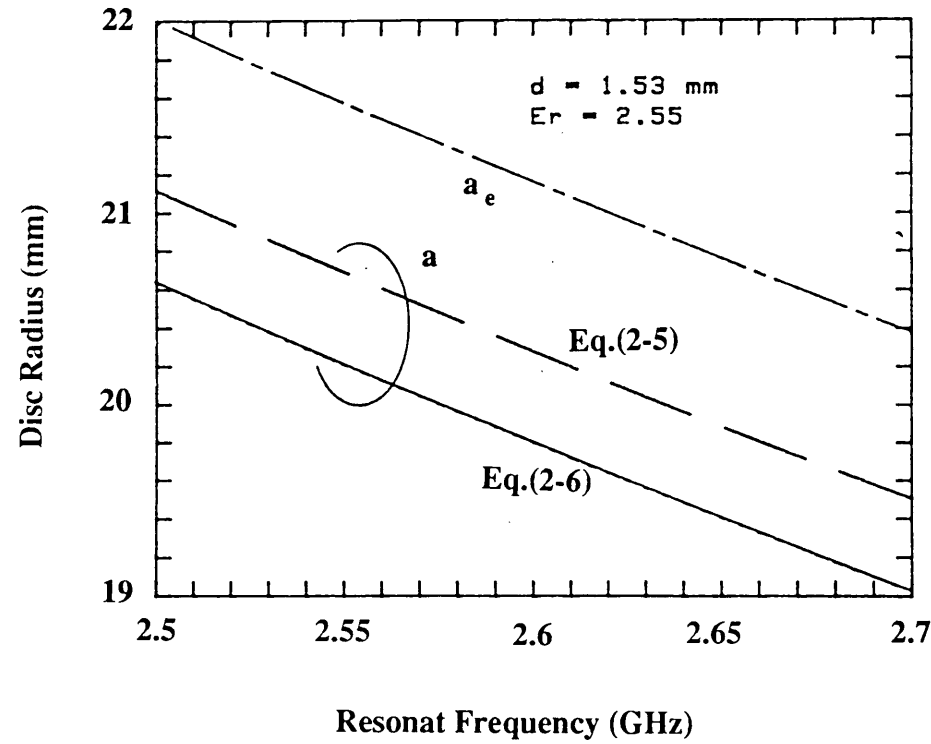


図2.4 1点給電円形MSAの半径

1点給電円形MSAからの遠方放射界は、円形素子の円周上に存在する磁流源を考慮することにより、式(2.1)～式(2.3)から、図2.5に示す座標系において次式で与えられる。

$$E_{\theta}(\theta, \phi) = -j k_0 \frac{e^{-j k_0 r}}{r} \frac{V_0 a_e}{2} (J_{n-1}(u) - J_{n+1}(u)) \cos n \phi \quad \dots (2.7)$$

$$E_{\phi}(\theta, \phi) = j k_0 \frac{e^{-j k_0 r}}{r} \frac{V_0 a_e}{2} (J_{n-1}(u) + J_{n+1}(u)) \cos \theta \sin n \phi \quad \dots (2.8)$$

ただし、 $V_0 = d E_0 J_n(k_e a)$: $\phi = 0$ におけるエッジ電圧

$$u = k_0 a_e \sin \theta$$

k_0 : 自由空間中の伝搬定数

である。

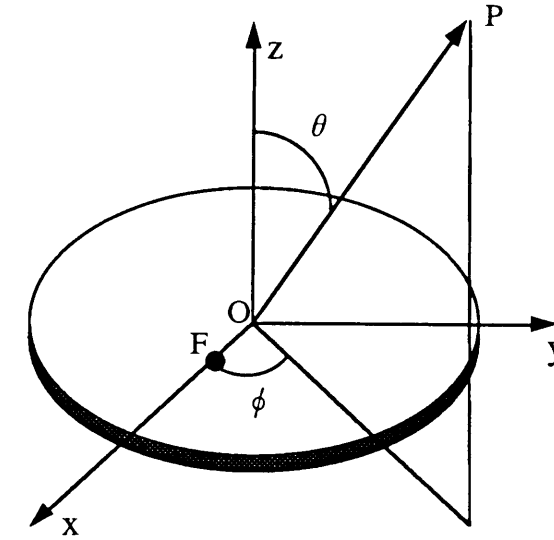


図2.5 遠方放射界に対する座標系

ここで、式(2.7)および(2.8)の定数項を省略して次式のように表記する。

$$E_{\theta}(\theta, \phi) = -[J_{n-1}(u) - J_{n+1}(u)] \cos n \phi \quad \dots (2.9)$$

$$E_{\phi}(\theta, \phi) = [J_{n-1}(u) + J_{n+1}(u)] \cos \theta \sin n \phi \quad \dots (2.10)$$

また、式(2.4)から次式に示す関係が成立する。

$$u = k_0 a_e \sin \theta = \frac{K_{nm}}{\sqrt{\epsilon_r}} \sin \theta \quad \dots (2.11)$$

すなわち、放射指向性 $E_{\theta}(\theta, \phi)$ および $E_{\phi}(\theta, \phi)$ は、誘電体の比誘電率 ϵ_r のみの関数で表される。

式(2.9)および式(2.10)を用いて、円形MSAの放射指向性 $|g(\theta, \phi)|$ は次式で与えられる。

$$|g(\theta, \phi)| = \sqrt{E_{\theta}^2 + E_{\phi}^2} \quad \dots (2.12)$$

式(2・12)を用いて、指向性利得 $D_m(\theta, \phi)$ は次式で与えられる。

$$D_m(\theta, \phi) = \frac{4\pi |g(\theta, \phi)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |g(\theta, \phi)|^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi} \quad \dots (2 \cdot 13)$$

式(2・12)および式(2・13)を用いて、理論特性を求める。

比誘電率 ϵ_r が1.05および2.55のときの1点給電円形MSAの放射指向性の計算値を図2.6～図2.9に示す。図2.6は TM_{110} モード、図2.7は TM_{010} モード、図2.8は TM_{210} モード、図2.9は TM_{310} モードの場合である。図2.6～図2.9から明らかなように、比誘電率 ϵ_r が1に近い値では、 90° 方向の放射指向性が低いレベルであるのに対し、比誘電率 ϵ_r が大きくなると、放射指向性のレベルが高くなることが分かる。また、基本モード(TM_{110} モード)以外のモードにおいては、MSAの面に垂直な方向の指向性が零であることが分かる。さらに、 TM_{010} モードにおいては、式(2・10)からも明らかなように、 E_ϕ 成分が零であるため水平面内の指向性は一様となっている。

誘電体の比誘電率 ϵ_r を変化したときの指向性利得および主ビーム方向(レベルが最大となる方向)を図2.10および図2.11に示す。図2.10から、比誘電率 ϵ_r が大きくなるにともなって、指向性利得が低下するのがわかる。比誘電率が $\epsilon_r = 1$ すなわち自由空間の場合の基本モード(TM_{110} モード)の指向性利得は9.87dBiであり、比誘電率が大きくなるにともない、指向性利得は4.74dBiに漸近する。 $\epsilon_r = 2.55$ における指向性利得は7.04dBiである。これは、図2.6～図2.9に示したように、比誘電率 ϵ_r が大きくなるにともない、誘電体により $\theta = 90^\circ$ 方向の電界成分が生じ、放射指向性の3dBビーム幅が広がるとともに、指向性利得が低くなるためである。これは、等価的な開口径が比誘電率の増大にともなって小さくなることから直感的に推察できる。

また、図2.7～図2.9に示したように、高次モード励振MSAは双峰性のビームを有しており、図2.11から明らかなように、その主ビームの方向は、比誘電率 ϵ_r の増大にともなって基板に垂直な方向から傾くことがわかる。

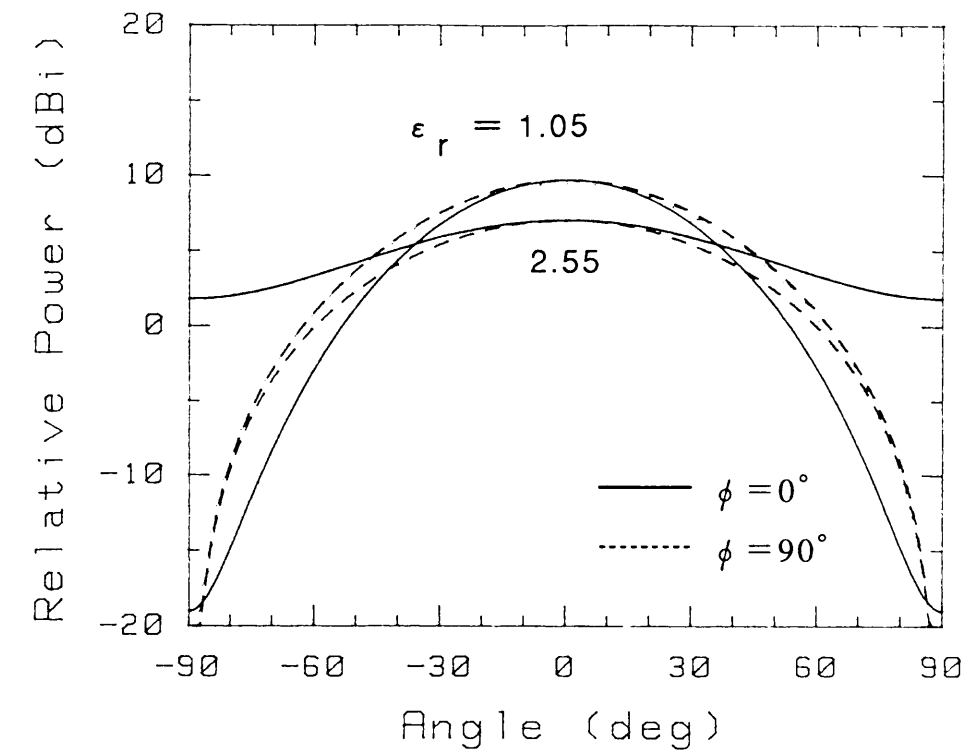


図2.6 1点給電円形MSAの TM_{110} モードの放射指向性〔理論値〕

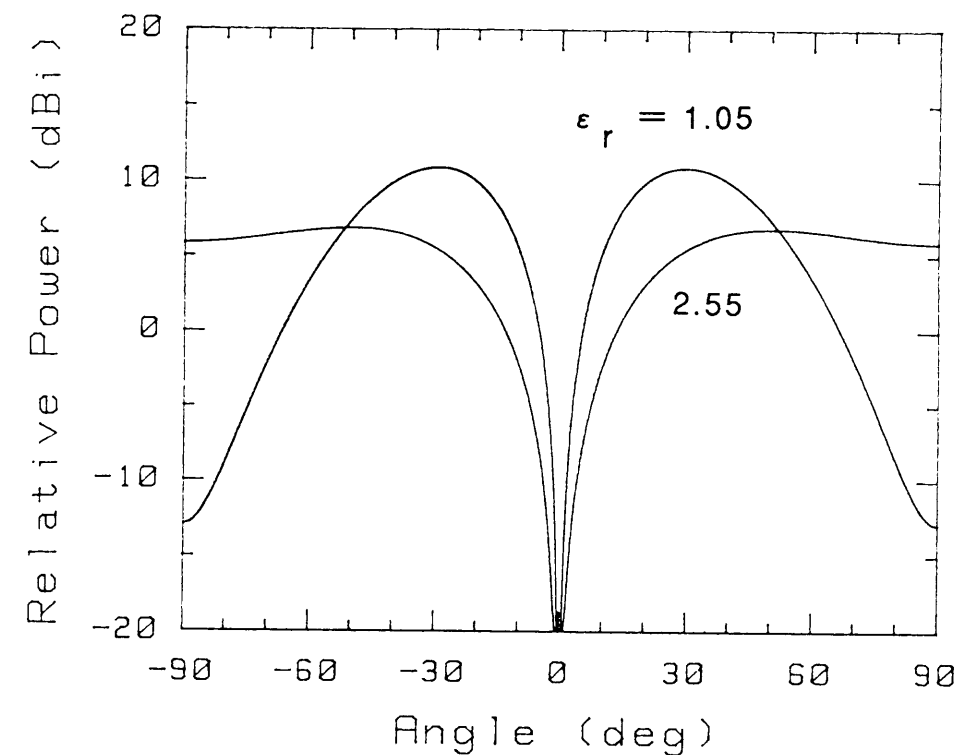


図2.7 1点給電円形MSAの TM_{010} モードの放射指向性〔理論値〕

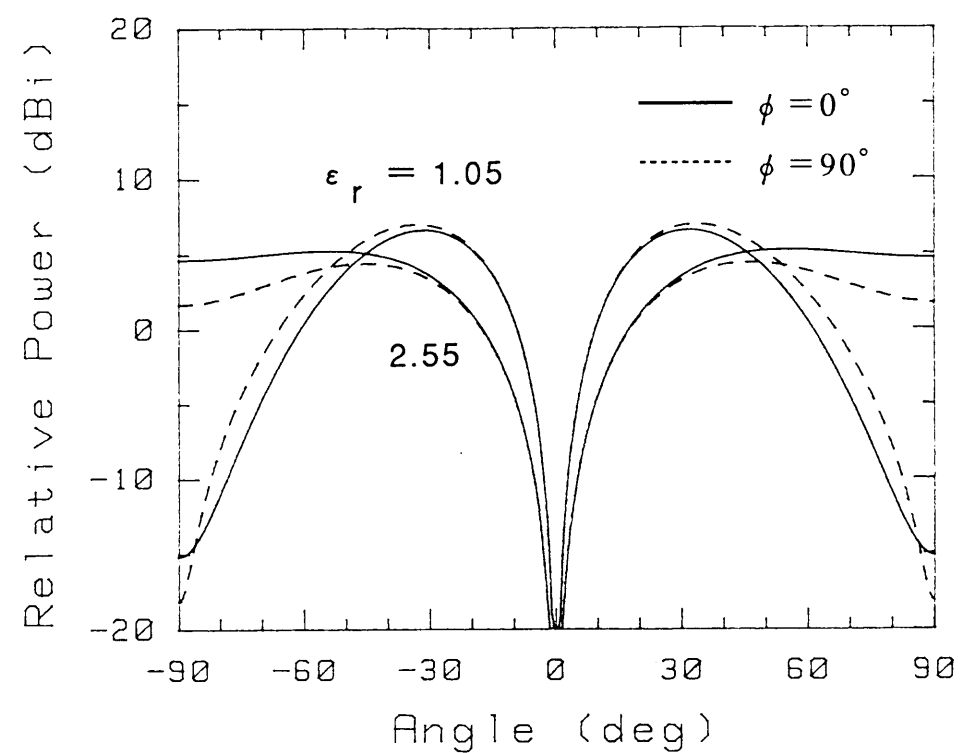


図 2.8 1点給電円形MSAの TM_{210} モードの放射指向性〔理論値〕

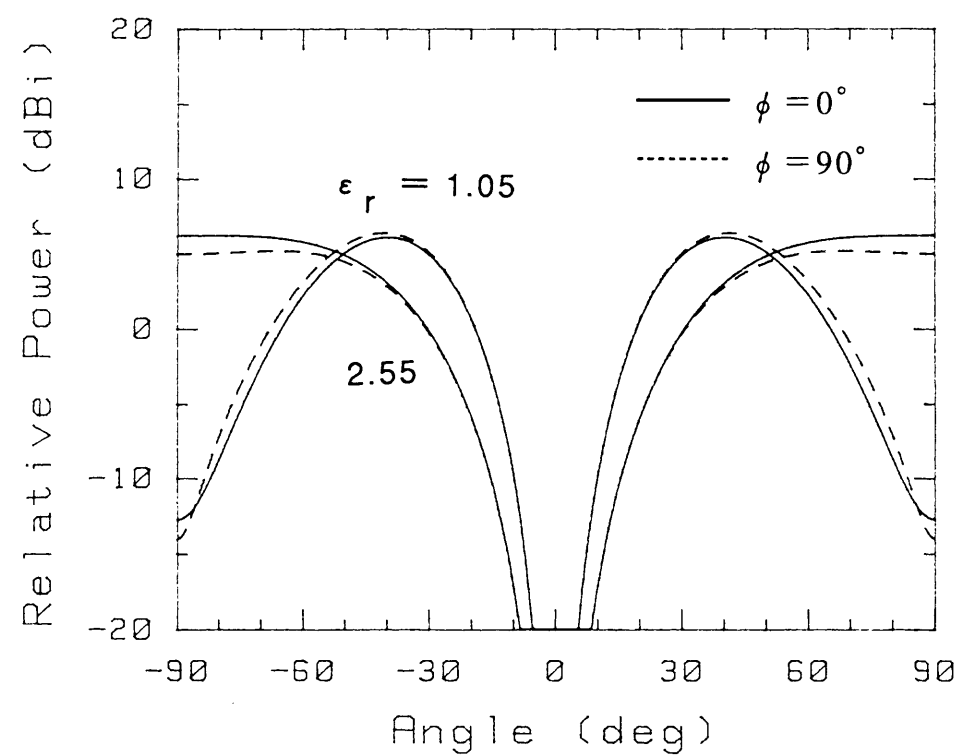


図 2.9 1点給電円形MSAの TM_{310} モードの放射指向性〔理論値〕

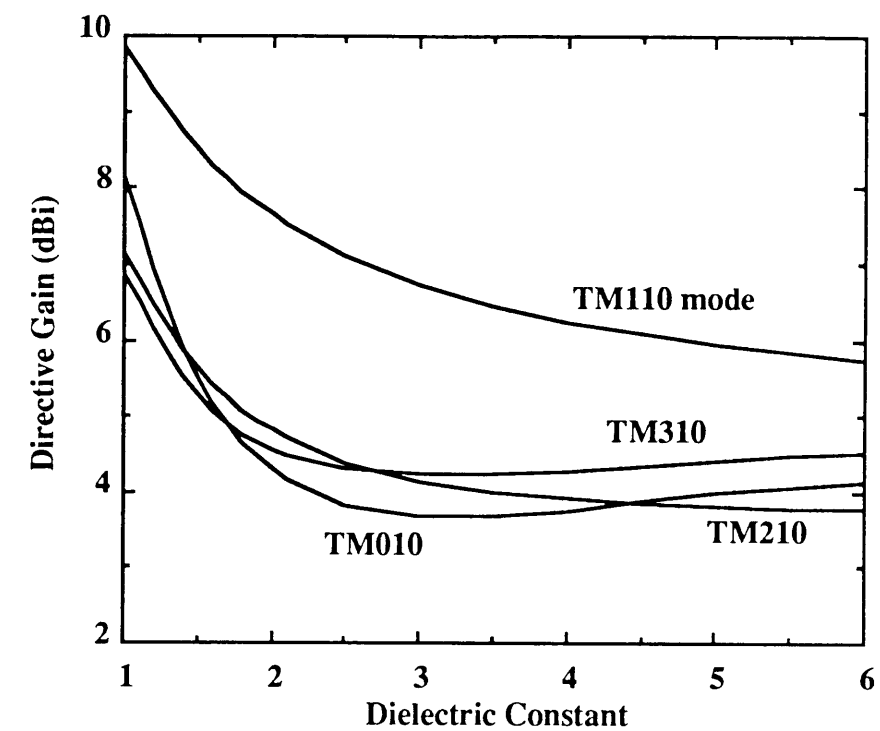


図 2.10 1点給電円形MSAの指向性利得〔理論値〕

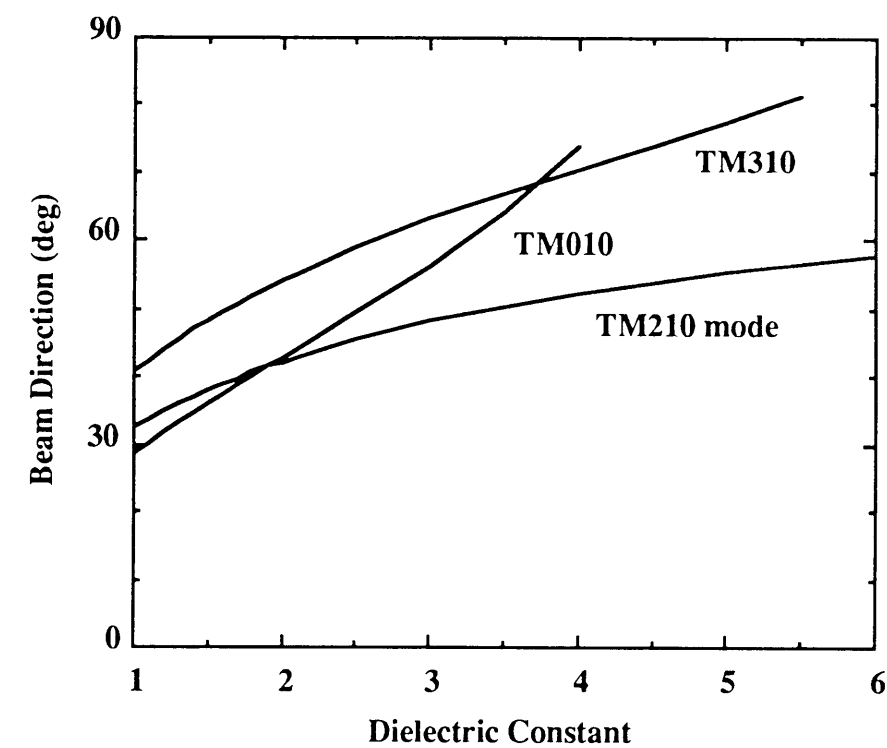


図 2.11 1点給電円形MSAの主ビーム方向〔理論値〕

1点給電円形MSAのVSWR特性については、稲垣理論⁽⁴⁵⁾を用いた理論値がよく実測値と一致する。この理論値を用いて計算した、誘電体の厚さ d と比帯域幅との関係を図2.12に示す。横軸は誘電体中の波長 λ_e で規格化した誘電体の厚さ d を示し、縦軸はVSWRが1.5以下となる比帯域幅（全幅）を示す。なお、図中の右側の黒くハッチングした部分は、縦方向に高次モードが生じてMSAとして動作しない領域を示している。ここでは、この境界を与える誘電体の厚さを $\lambda_e/16$ としている。

図2.12から明らかなように、誘電体の厚さが $\lambda_e/16$ 以下の範囲内において厚さが厚くなるに伴い、また比誘電率 ϵ_r は小さくなるに伴って、比帯域幅が広がるのがわかる。例えば、厚さ1.6mm（誘電体の厚さ $d=1.53\text{mm}$ ）、比誘電率 $\epsilon_r=2.55$ のテフロンガラスラミネート基板にエッチングした円形MSAの場合、共振周波数 f_r を2.6GHzと仮定すると、 $d/\lambda_e=0.021$ となり、図2.12からVSWRが1.5以下となる比帯域は1.6%となる。

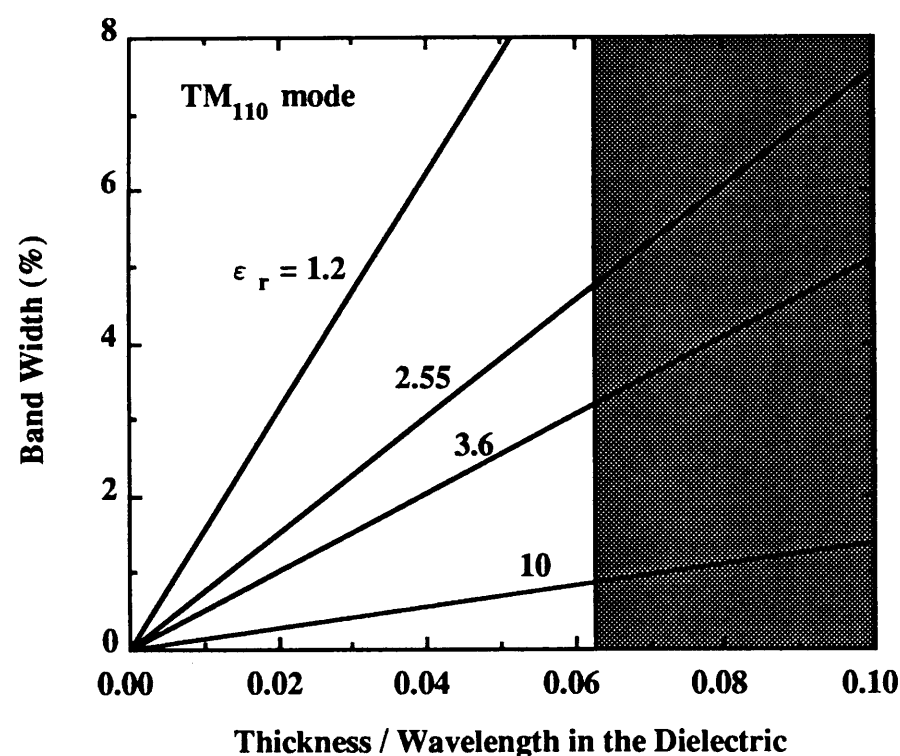


図2.12 円形MSAの誘電体の厚さと比帯域幅の関係〔理論値〕

2.2.2 2点給電円形MSA

本節では、2.4節で提案し検討する広帯域円形MSAの基礎として、円偏波で動作する円形MSAの構造を示し、放射指向性および楕円偏波率について計算した結果を示す。

円形MSAを円偏波で動作させるためには、放射電界が直交する2点から 90° の位相差で給電する必要がある。すなわち、 TM_{nm0} モードに対して、 $(90/n)^\circ$ で交わる2直線上の各々の点から給電する。たとえば、基本モードである TM_{110} モードの場合には、 90° で交わる直線上の2点から給電すればよい。

2点給電円形MSAの構造を図2.13に示す。本アンテナは、図2.1に示した円形MSAの給電点を1点から2点にしたものであり、円の中心 O を通り交わる直線上の2点 F_1 および F_2 に基板の裏から給電している。なお、基板の裏から給電する代わりにマイクロストリップ線路を用いて直交する2点から 90° の位相差で給電することもできる。第3章で述べる同一面給電平面アレーアンテナにおいては、このマイクロストリップ線路を用いて給電する方法を採用している。

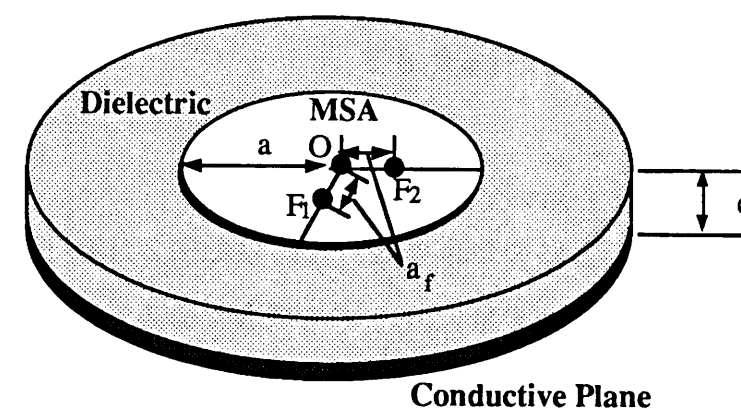


図2.13 2点給電円形MSAの構造

2点給電円形MSAの共振周波数 f_r については、式(2.4)～式(2.6)に示した1点給電円形MSAの式が適用できる。

$(90/n)^\circ$ で交わる2直線上にある給電点 F_1 および F_2 点から 90° の位相差で給電した円偏波で動作する2点給電円形MSAの内部電磁界は1点給電円形MSAの電磁界分布の重ね合わせとして考えられる。

2点給電円形MSAの放射指向性 $|g_c(\theta, \phi)|$ も、1点給電円形MSAの放射指向性の重ね合わせとして表され、式(2.12)を用いて次式で与えられる。

$$|g_c(\theta, \phi)| = |g(\theta, \phi) + jg(\theta, \phi - \pi/(2n))| \quad \dots (2.14)$$

ここで、 n は TM_{nm0} モードの n である。

従って、式(2.9)および(2.10)を用いて

$$|g_c(\theta, \phi)| = \sqrt{\{J_{n-1}(u) - J_{n+1}(u)\}^2 + \{J_{n-1}(u) + J_{n+1}(u)\}^2 \cos^2 \theta} \quad \dots (2.15)$$

となる。これより、円偏波動作時の指向性は ϕ 方向に一様であることがわかる。(以後、 $|g_c(\theta)|$ と表記する。) また、このときの楕円偏波率 A_r は次式で示される。

$$A_r = \frac{J_{n-1}(u) + J_{n+1}(u)}{J_{n-1}(u) - J_{n+1}(u)} \cos \theta \quad \dots (2.16)$$

2点給電円形MSAの指向性利得 $D_{mc}(\theta)$ は、式(2.15)の $|g_c(\theta)|$ を用いて次式で与えられる。

$$D_{mc}(\theta) = \frac{2|g_c(\theta)|^2}{\int_0^\pi |g_c(\theta)|^2 \sin \theta d\theta} \quad \dots (2.17)$$

式(2.14)～式(2.17)を用いて理論特性を求める。

比誘電率 ϵ_r が1.05および2.55のときの放射指向性を図2.14～図2.15に示す。図2.14は TM_{110} モード、図2.15は TM_{210} モードの場合である。円偏波の放射指向性は、図2.6および図2.8に示したE面指向性とH面指向性の平均的な指向性となっていることが判る。このE面とH面の指向性の差が、円偏波動作時に楕円偏波を生ずる原因である。式(2.16)から求めた楕円偏波率の角度特性を図2.16に示す。横軸は、MSAの面に垂直な方向(以下、ブロードサイドと呼ぶ)からの角度を示し、縦軸は楕円偏波率を示す。比誘電率 ϵ_r が2.55のとき、ブロードサイドから 51° の角度範囲内では、楕円偏波率が2dB以内であることがわかる。

また、比誘電率 ϵ_r が1.7以下において、ブロードサイド以外の方向で円偏波となる角度が存在する。この角度と比誘電率 ϵ_r との関係を図2.17に示す。

なお、指向性利得 $D_{mc}(\theta)$ は、直線偏波時と同じである。

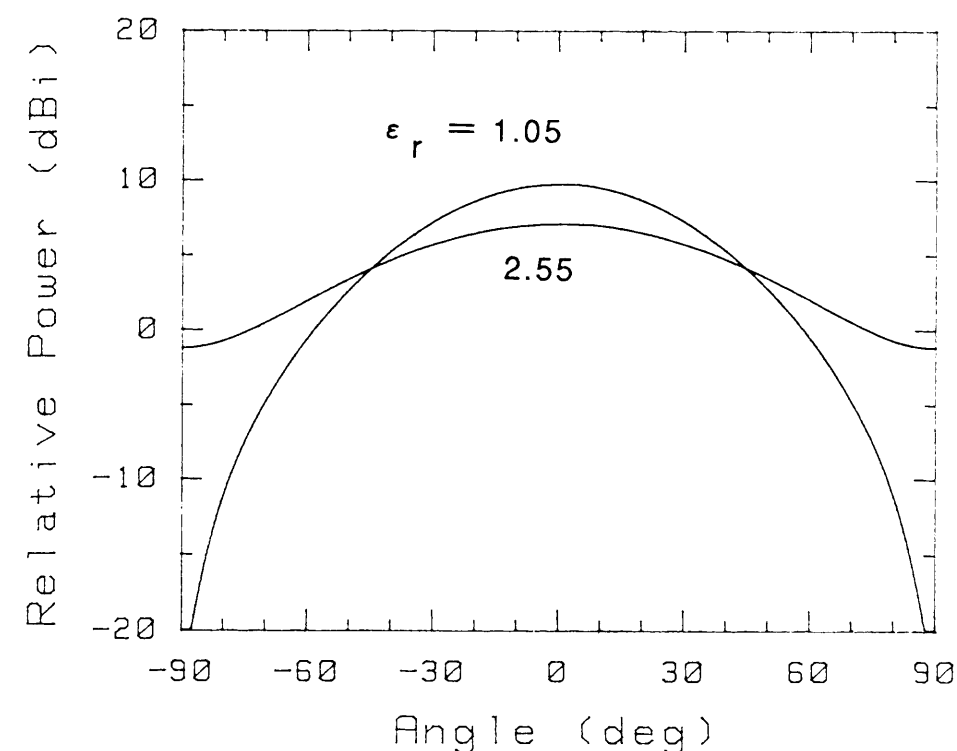


図2.14 TM_{110} モードの円偏波放射指向性〔理論値〕

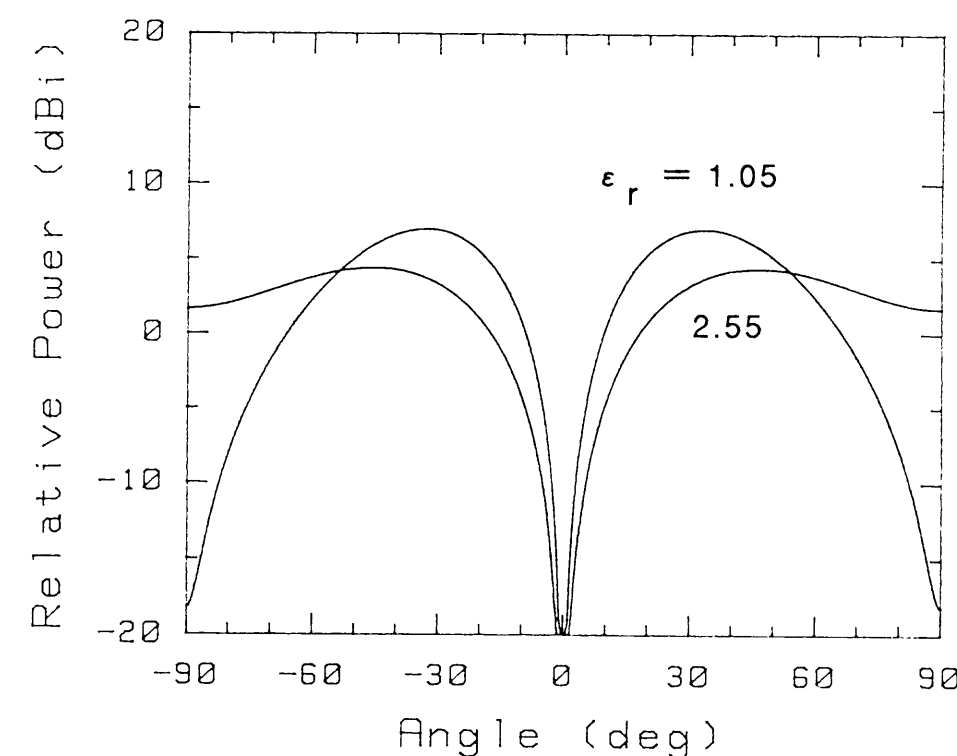


図2.15 TM_{210} モードの円偏波放射指向性〔理論値〕

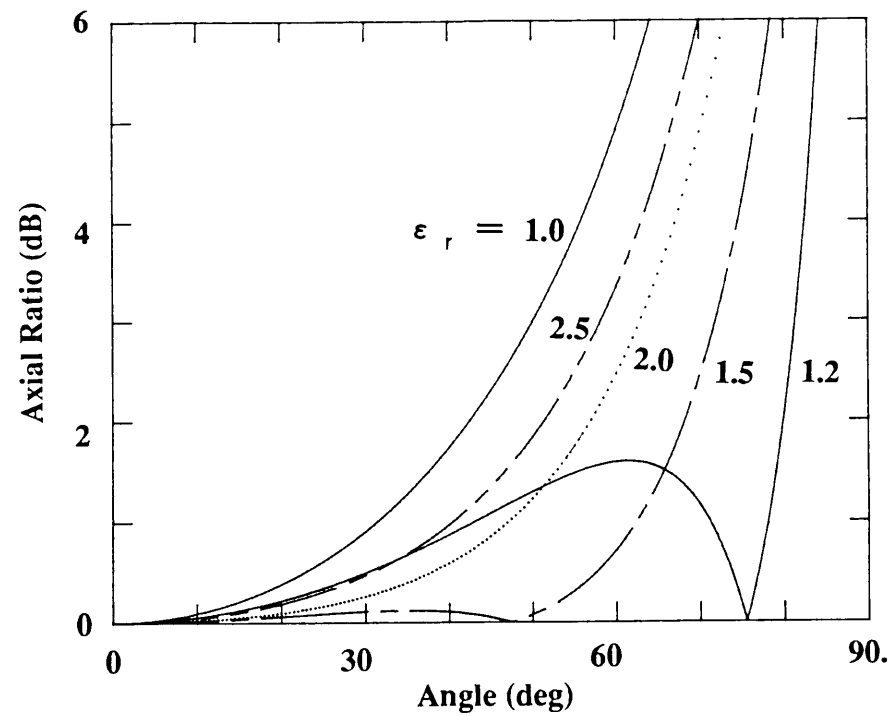


図 2.16 2 点給電円形MSAの楕円偏波率の角度特性〔理論値〕

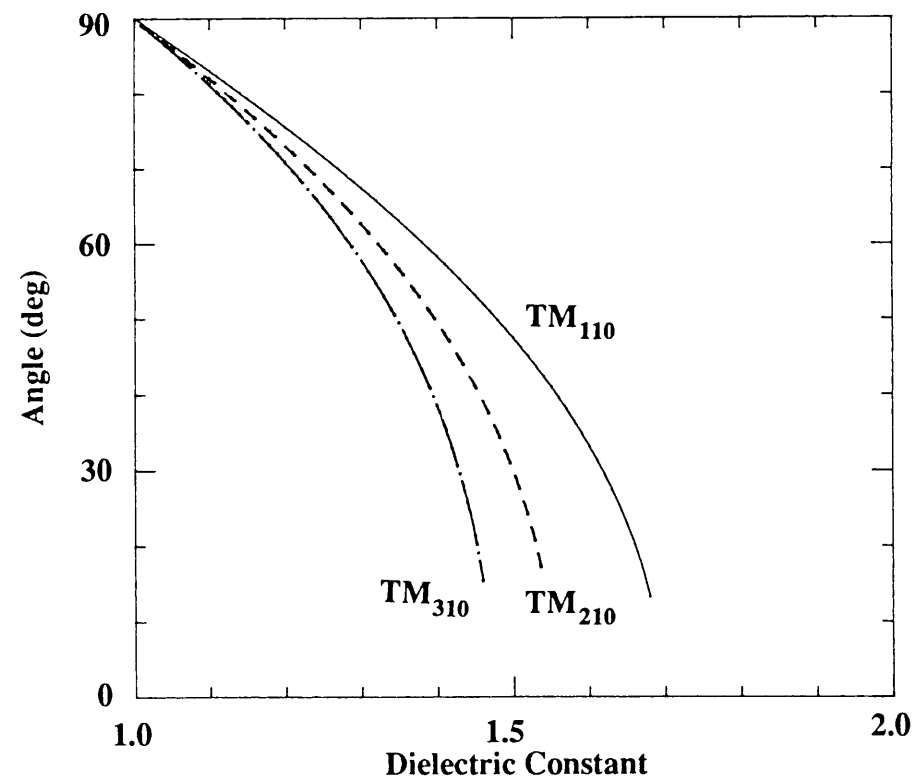


図 2.17 ブロードサイド以外で円偏波となる角度と比誘電率との関係

2.2.3 1 点給電楕円形MSA

2.2.2節では、円偏波を励振させる方法として2点給電円形MSAについて述べたが、アレーアンテナを構成する上での簡易性を考慮すれば、1点給電で円偏波を放射するのが望ましい。本節では、2.5節で提案する二周波数帯共用楕円形MSAの基礎として1点給電楕円形円偏波MSAを取り上げ、簡易設計法を提案する。

1点給電タイプの円偏波MSAとしては、図2.18に示すように、楕円形⁽³¹⁾⁽³²⁾、方形⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾、円形⁽³⁰⁾、五角形⁽³³⁾等がある。ここでは、円形MSAの延長で考えられる楕円形を取り上げて検討する。

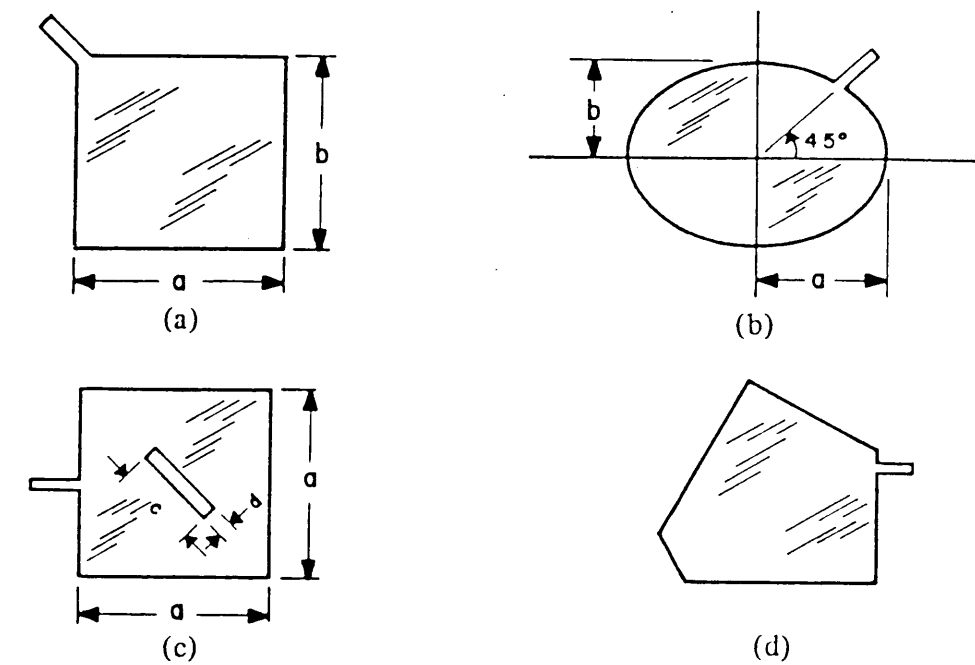


図 2.18 1 点給電円偏波MSAの種類

1点給電楕円形円偏波MSAは、最初に文献(31)で実験結果が報告されて以来いくつかの報告はあるものの、具体的な設計手法について示したものは文献(46)の摂動を用いた近似法のみであり他にはない。そこで、本節では、円形MSAの設計手法を用いた楕円形MSAの近似設計法を提案する。なお、解析についてはMathieu関数を近似した近似解析が報告されている⁽³²⁾。

文献(31)に示されているように、円偏波動作するのは、楕円の短軸と長軸の比が0.98前後の時である。つまり、楕円形とは言ってもほぼ円形に近い形状であるため、共振周波数を議論する場合には、楕円と等しい面積を有する円について求めた値と大差

はないと考えられる。この仮定に基づいて、図2.19に示すような手法で楕円形MSAの共振周波数を求める。

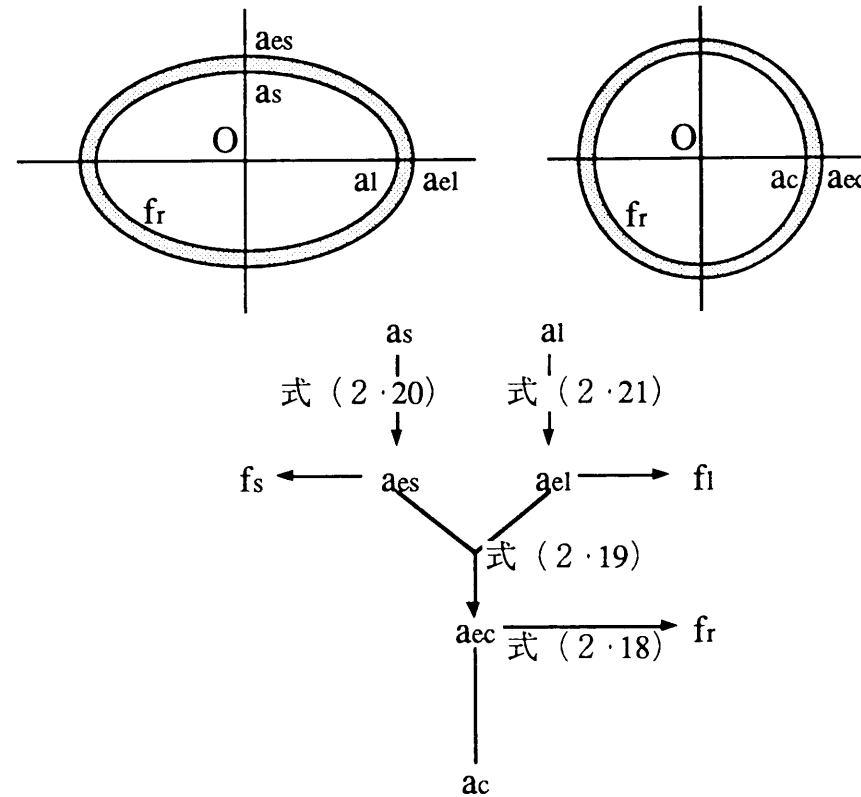


図2.19 1点給電楕円形MSAの共振周波数を求めるための手法

まず、1点給電楕円形MSAの共振周波数 f_r を式(2.18)で与える。

$$f_r = \frac{K_{nm} C}{2\pi a_{ec} \sqrt{\epsilon_r}} \quad \dots (2.18)$$

ここで、 C は真空中の光速、 ϵ_r は誘電体の比誘電率を示している。 K_{nm} は固有値を示し、先に示した表2.1で与えられるが、ここでは、基本モードについてのみ考える。

また、 a_{ec} は f_r で共振する楕円形素子と等価な面積を有する円形素子の実効半径を示しており、この円と等しい面積の楕円の短径、長径を各々 a_{es} 、 a_{el} とすると、次式

で関係付けられる。

$$a_{ec} = \sqrt{a_{es} a_{el}} = \sqrt{e_o a_{el}^2} = a_{el} \sqrt{e_o} \quad \dots (2.19)$$

ここで、 e_o は楕円の実効短径と実効長径の比である。また楕円の実効短径 a_{es} 、実効長径 a_{el} は各々円の場合の端効果（fringing effect）⁽⁴³⁾を適用して式(2.20)および式(2.21)で与えることとする。

$$a_{es} = a_s \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a_s \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a_s}{2d} + 1.7726 \right)} \quad \dots (2.20)$$

$$a_{el} = a_l \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a_l \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a_l}{2d} + 1.7726 \right)} \quad \dots (2.21)$$

ここで、 a_s は楕円の短径、 a_l は楕円の長径、 d は誘電体の厚さを示している。なお、ここでは円形MSAにおけるL.C.Shen等の式に基づいているが、式(2.6)に示したように、W.C.Chew等⁽⁴⁴⁾の式に基づいた方法がある。それを用いる場合は、式(2.20)と式(2.21)のかわりに次式を用いる。

$$a_{es} = a_s \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a_s \epsilon_r} \left(\ln \frac{a_s}{2d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{a_s} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} \quad \dots (2.22)$$

$$a_{el} = a_l \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a_l \epsilon_r} \left(\ln \frac{a_l}{2d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{a_l} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} \quad \dots (2.23)$$

例えば、厚さ1.6mmのテフロンガラスラミネート基板（ $\epsilon_r = 2.55$ ）を用いて、楕円の実効短径と実効長径の比を0.97としたときの、2.6GHzで共振する楕円の短径は $a_s = 19.96\text{mm}$ 、長径は $a_l = 20.60\text{mm}$ である。

この1点給電楕円形MSAは、長軸と約45°の角度をなす線上から給電したとき、モードの縮退が解け、長径および短径方向の成分が各々90°の位相差をもって励振され、等価的に2点で給電した円形円偏波MSAと同様に動作する。

なお、偏波の状態は、図2.20に示すように、放射素子の上面から見て長軸から時計

回りに 45° の点で給電した場合、右旋円偏波となり、反時計回りに 45° の点で給電した場合、左旋円偏波となる。

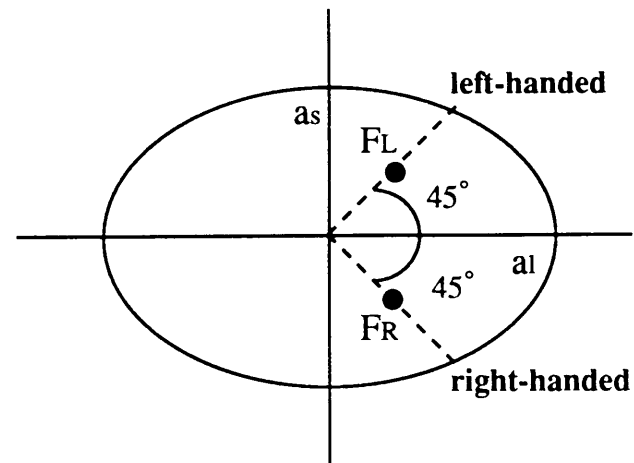


図 2.20 1点給電楕円形MSAの偏波

楕円形MSAは、等価的に2点給電円形円偏波MSAと同様に動作するため、その放射指向性は、2点給電円形円偏波MSAの放射指向性の式で近似的に与えても良い。従って、1点給電楕円形MSAの放射指向性は、図2.5に示す座標系において、2.2.2節に示した2点給電円形MSAの放射指向性で近似的に与えられる。ただし、式(2.11)における a_e のかわりに、式(2.19)で与えた a_{ec} を用いる必要がある。

2.3 MSAの広帯域化の方法

MSAの広帯域化技術としては、送受各帯域のVSWR条件を各々満たす「双峰形」と、送受各々の帯域の間もまとめて一度に満たす「単峰形」に分けられる。

MSAの「単峰形」の広帯域化については、従来、同一面内に無給電素子を設ける方法⁽⁴⁷⁾や、上方に無給電素子を設ける方法⁽⁴⁸⁾、あるいは、ハニカム基板を用いて比誘電率を下げることにより広帯域化を図った例⁽⁴⁹⁾等が報告されている。これらのうち、最も広く帯域がとれるのは上方に無給電素子を設ける方法である。また、同一面給電が容易であり、かつ最も構成が簡単となるという特徴を有している。

一方、「双峰形」については文献(26)で提案されている。電気特性の面からは「単峰形」に比べて一般に劣るが、アンテナの構成上コンパクトにできるという点から有用視されている。

これらを円偏波アンテナへ応用したときの各方法の比較を図2.21示す。ここでは円偏波化ということから、「単峰形」としては無給電素子を用いた2点給電円形MSAを、「双峰形」としては無給電素子を用いた1点給電楕円形MSAを取り上げる。先に述べたように、電気特性の面からは「単峰形」が優れているが、1点給電という回路構成の簡易さの面から「双峰形」も有用である。

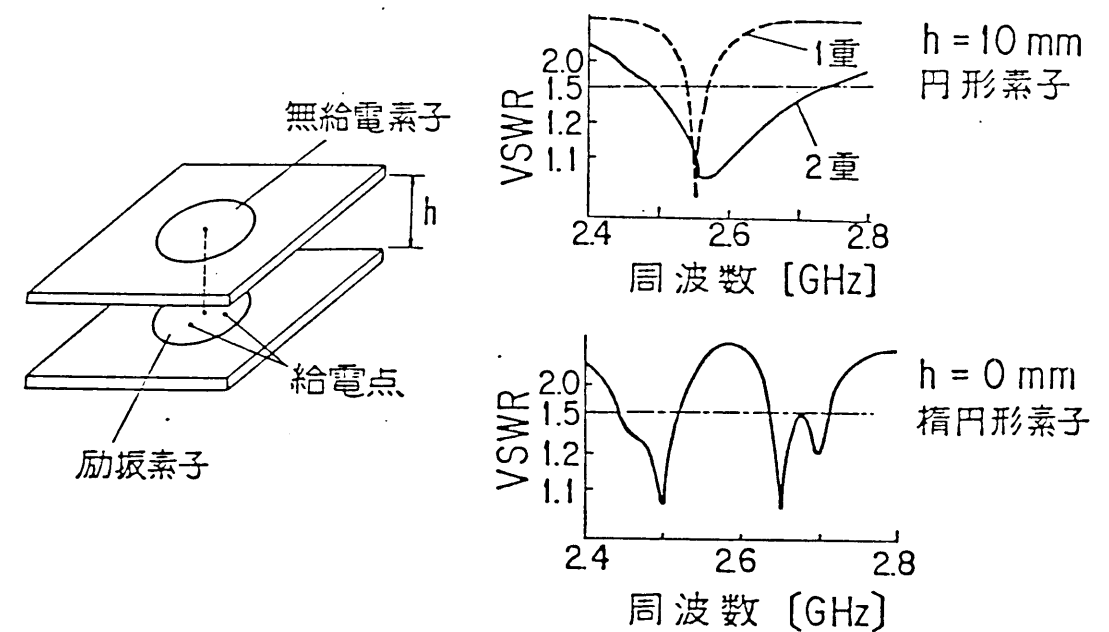


図 2.21 無給電素子を用いた広帯域化技術

2.4 円形MSAの広帯域化

2.4.1 無給電素子による広帯域化

本節では、2.3節で述べた広帯域化の技術のうちの「単峰形」について検討する。すなわち、2.2.1節および2.2.2節で述べた円形MSAに、無給電素子を付加することにより広帯域化を図ったMSAについて、その動作を解明し、設計法を確立する。

無給電素子を有する円形MSAの構造を図2.22に示す。本アンテナは、図2.1あるいは図2.13に示した半径 a の円形MSAの上に半径 b の無給電素子を間隔 h で配置したものである。無給電素子の中心 O' および円形MSAの中心 O は、高次モードの励振を抑圧するために、ピンによりアースしている。

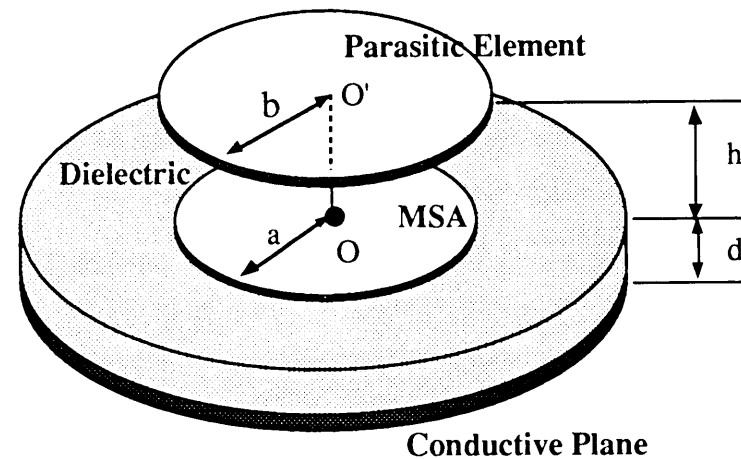


図2.22 無給電素子を有する円形MSAの構造

帯域特性は、半径 a および b 、間隔 h 、誘電体の厚さ d 、および比誘電率 ϵ_r によって決定される。 a 、 d 、 ϵ_r は使用基板と設計周波数から一意に決まる基本パラメータであり、設計周波数と基本パラメータとの関係はL. C. Shen 等⁽⁴³⁾あるいはW. C. Chew 等⁽⁴⁴⁾の端効果（fringing effect）を考慮した式で与えられる。残りの b および h が帯域特性に関連する広帯域化パラメータである。

各パラメータの影響を、Sバンド（2.6/2.5GHz帯）において検討した⁽⁵⁰⁾。

円形MSAと無給電素子との間隔 h を変化させたときの反射損失の変化を図2.23(a)

～(l)に示す。ここで、円形MSAの半径 a は19.60mm、無給電素子の半径 b は20.46mmとしている。また、 h は0mm～11mmまで変化しており、給電点の位置は 50Ω で整合するように変化させている。給電点の位置と間隔 h の関係を図2.24に示す。横軸は間隔 h 、縦軸は給電点と中心ピンの距離 a_f を半径 a で規格化した値を示している。

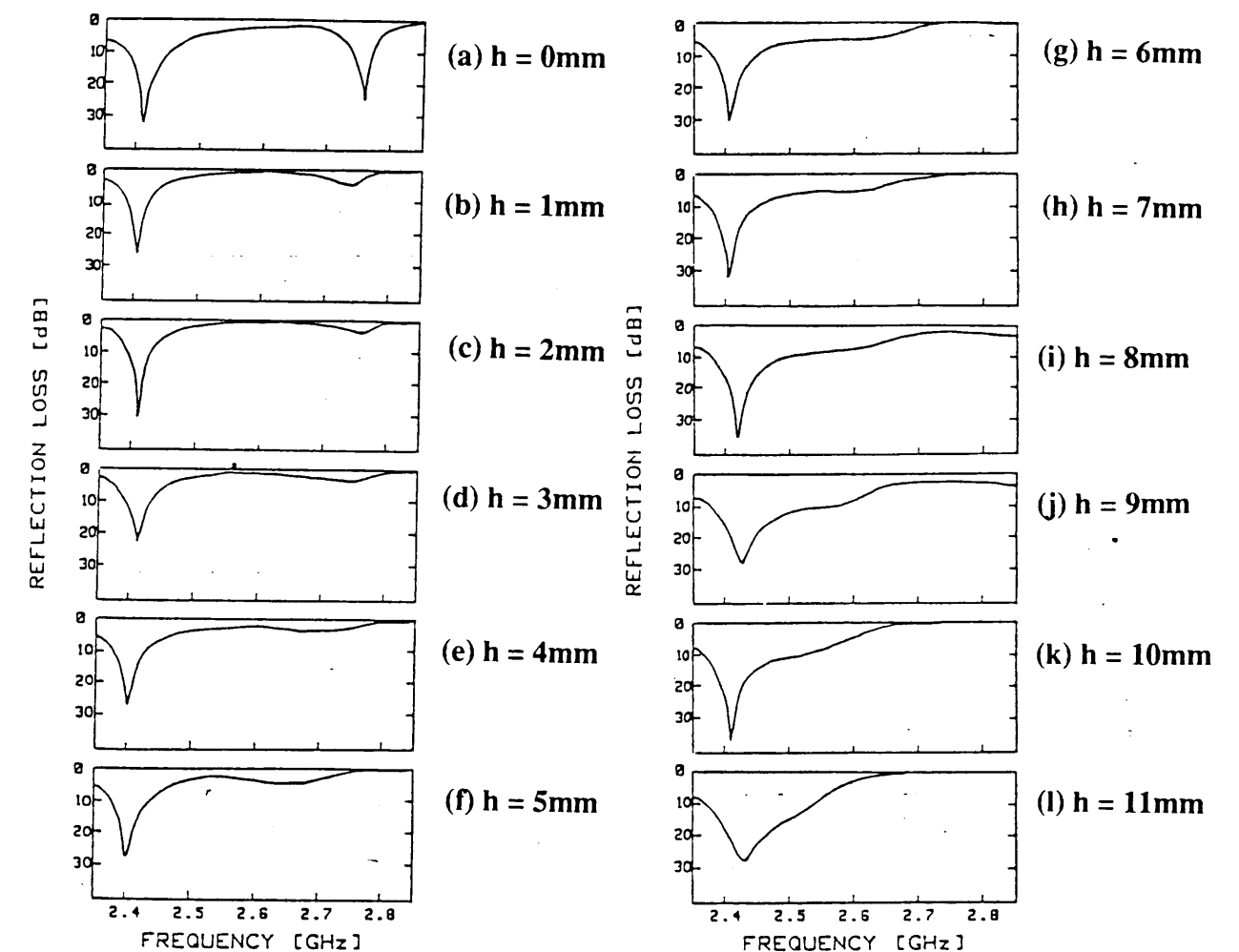


図2.23 間隔 h による反射損失の変化〔実測値〕

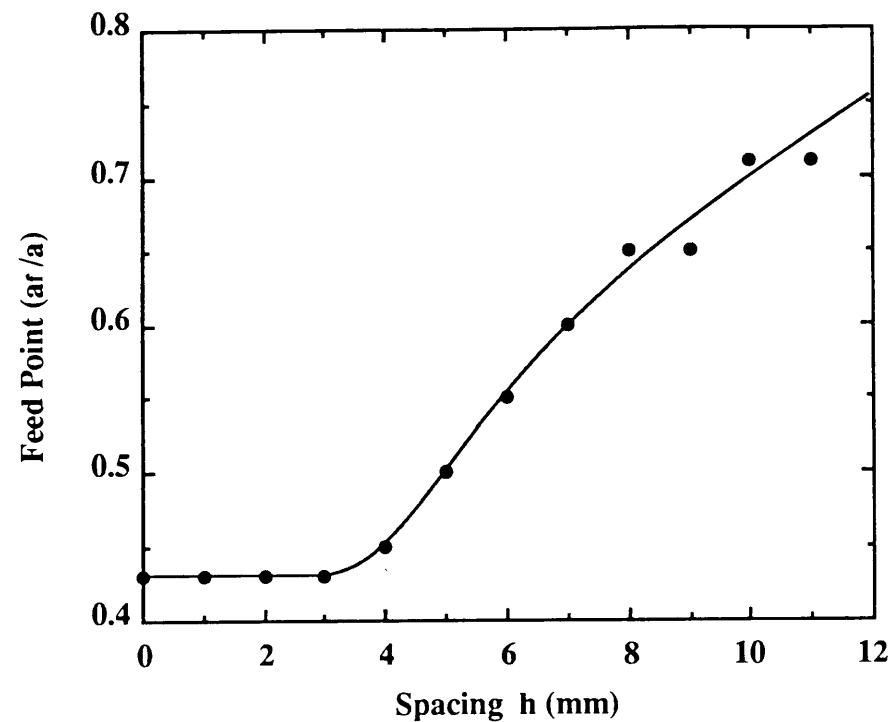
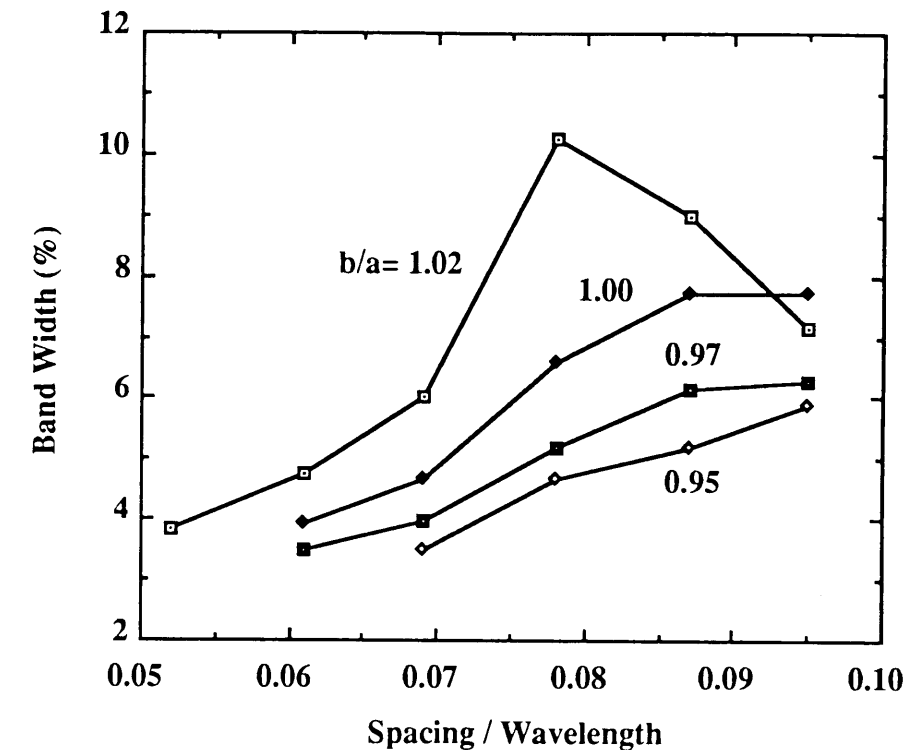


図 2.24 無給電素子と円形MSAの間隔と給電点の位置関係

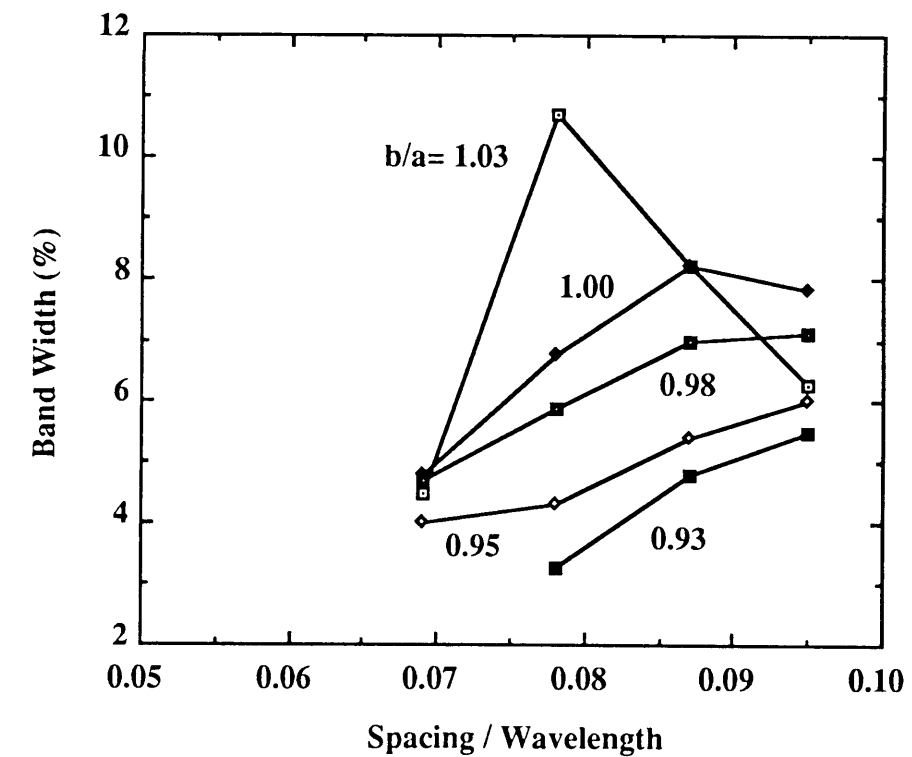
図 2.23から明らかなように、 $h = 0 \text{ mm}$ の場合には、円形MSAおよび無給電素子が各々共振する 2 共振特性を示しているが、間隔を少しでもあけると急に 2 共振特性が消滅し、 h の増加に伴い周波数帯域が増加することがわかる。

これは、マイクロ波回路の領域において知られているように、Q特性の異なる共振器の共振周波数を近づけると、互いの共振器が作用してQの低い新たな共振器を構成することと同じであり、これにより説明ができる。本アンテナの場合、 $h = 0 \text{ mm}$ においては、円形MSAおよび無給電素子は各々ほぼ等しいQ特性を有しているが、間隔をあけるにつれて、無給電素子のQは低くなり、また共振周波数も低くなる。つまり、Q特性の異なる共振器の共振周波数が近づくのと同じく、Qの低い新たな共振器が構成され、周波数帯域は増加することとなる。

間隔 h / λ_0 を変化したときの VSWR が 1.5 となる帯域幅の変化を図 2.25 (a)～(d) に示す。図 2.25 (a) は、円形MSAの半径 a が 20.08mm の場合、(b) は 20.46mm の場合、(c) は 20.80mm の場合、(d) は 21.00mm の場合である。また、各図中のパラメータは、無給電素子と円形MSAの半径の比 b/a を示している。図 2.25 より、半径比 b/a および間隔 h / λ_0 に対して帯域幅が最大値を持つ点があることがわかる。



(a) $a = 20.08 \text{ mm}$ の場合



(b) $a = 20.46 \text{ mm}$ の場合

図 2.25 円板の間隔と帯域幅の関係〔実測値〕

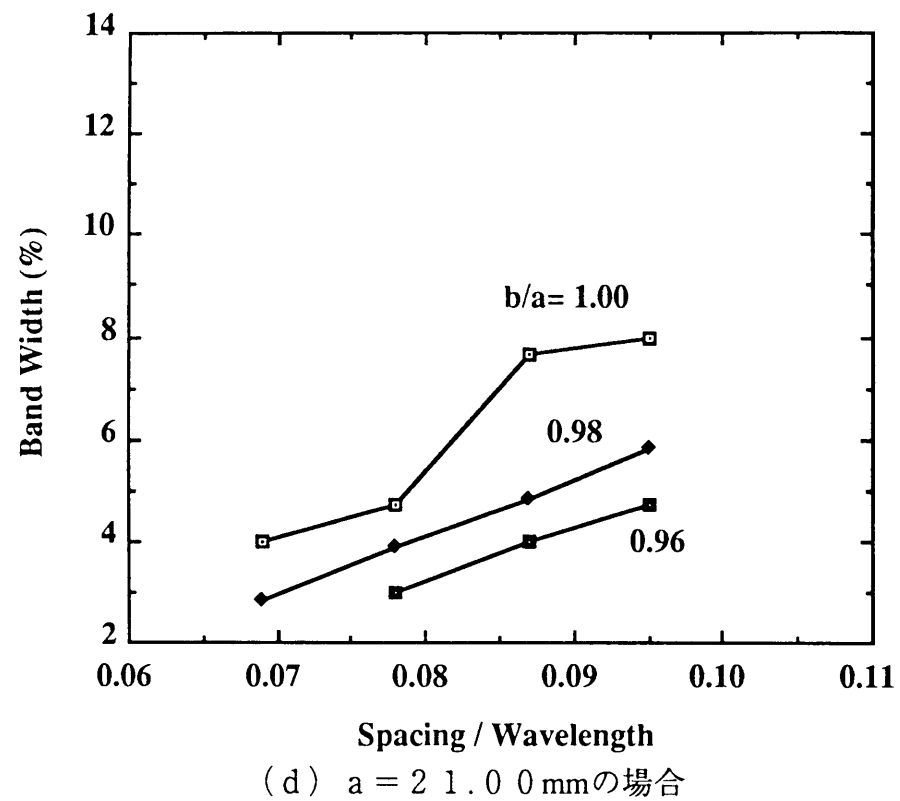
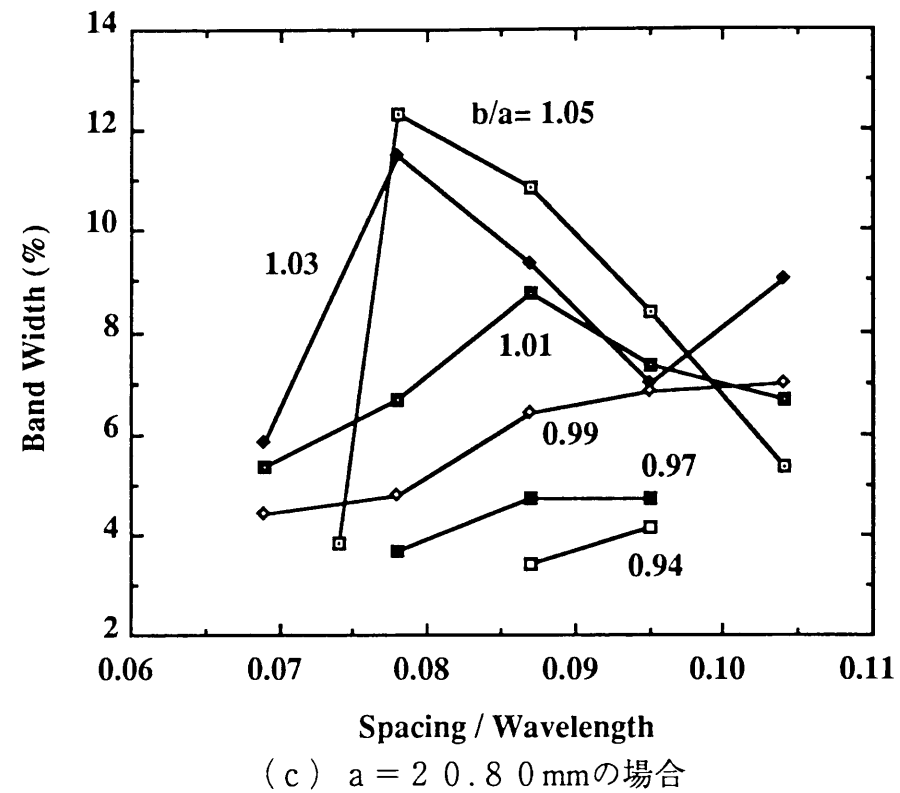


図 2.25 円板の間隔と帯域幅の関係〔実測値〕つづき

図 2.25 における, $a = 20.80 \text{ mm}$ の場合 (c) について, 間隔 h/λ_0 と半径比 b/a の関係に着目して書き直したものを図 2.26 に示す. 図 2.26 から明らかなように, 間隔 $h/\lambda_0 = 0.08 \sim 0.09$, 半径比 $b/a = 1.0 \sim 1.1$ のとき, 最も広帯域化されることがわかる.

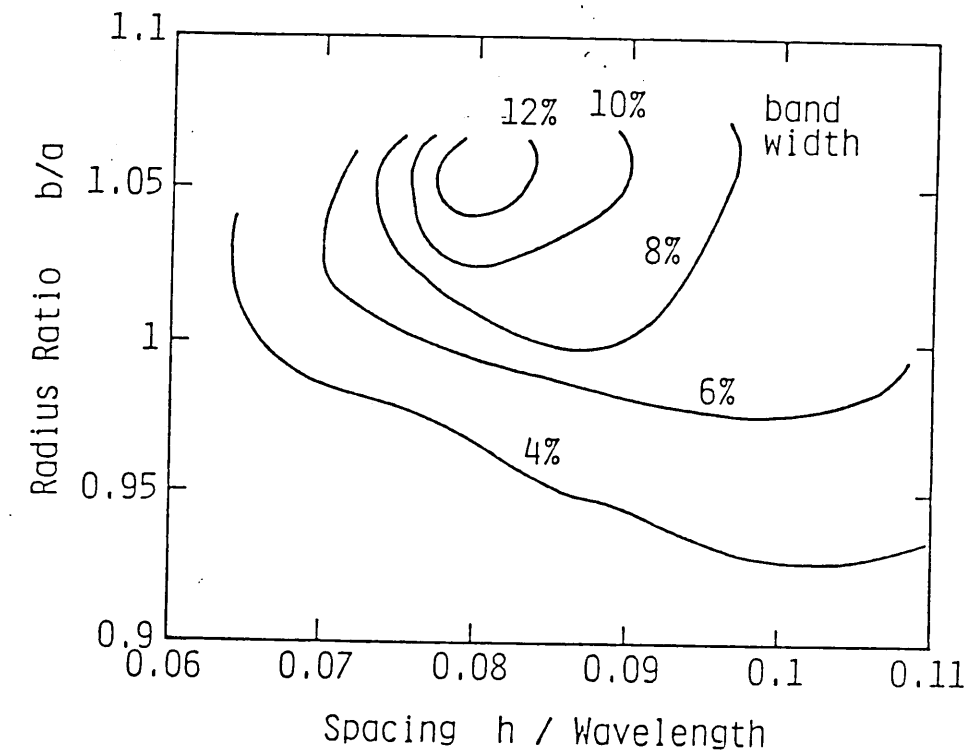


図 2.26 円形素子の間隔および半径比に対する比帯域幅の変化〔実測値〕

図 2.25 および図 2.26 においては, 比帯域に着目して一般化して示したが, 実際には, 帯域幅が同じでも周波数帯域の上限および下限の周波数は異なる. 従って, 間隔 h および半径 a の変化により, 帯域端の周波数がどのように変化するかを知ることは必要である. 例として, $a = 20.80 \text{ mm}$, $b = 21.00 \text{ mm}$ の場合の, 間隔 h と VSWR が 1.5 以下となる上限および下限の周波数 f_u , f_l の関係を図 2.27 に示す.

図 2.27 から明らかなように, h が大きくなるにともない, 周波数も高くなる傾向にある.

また, 半径比 b/a を一定にしたときの, 半径 a と周波数の関係を図 2.28 に示す. ここで, 間隔 h は 10 mm としている. 図 2.28 より明らかなように, 半径 a が大きくなるにともない, 周波数も低くなる.

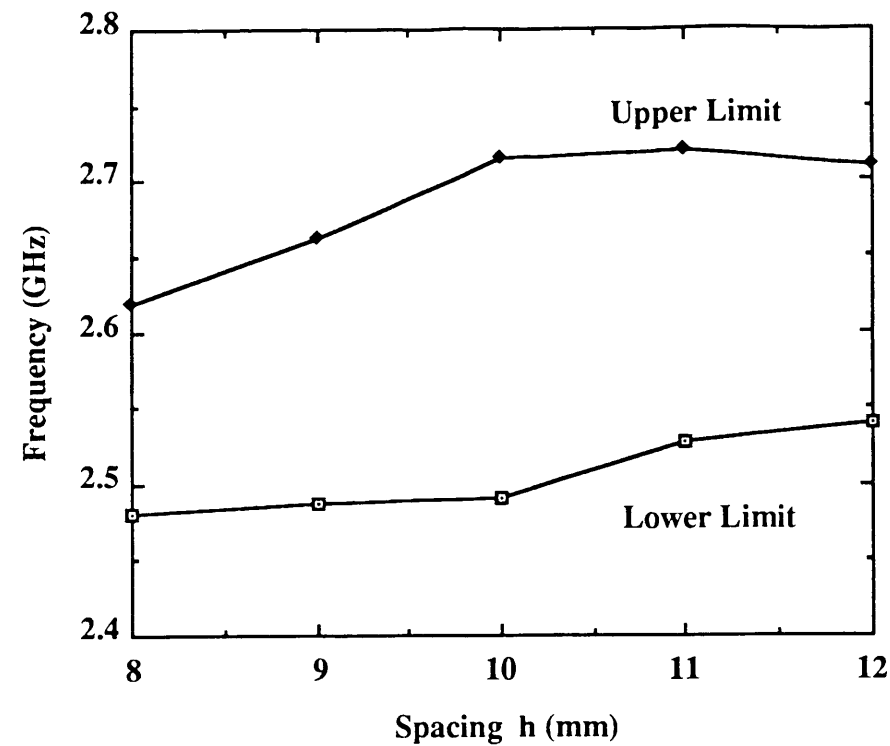


図 2.27 円形素子の間隔と周波数帯域の関係〔実測値, $a = 20.8\text{mm}$, $b = 21.00\text{mm}$ 〕

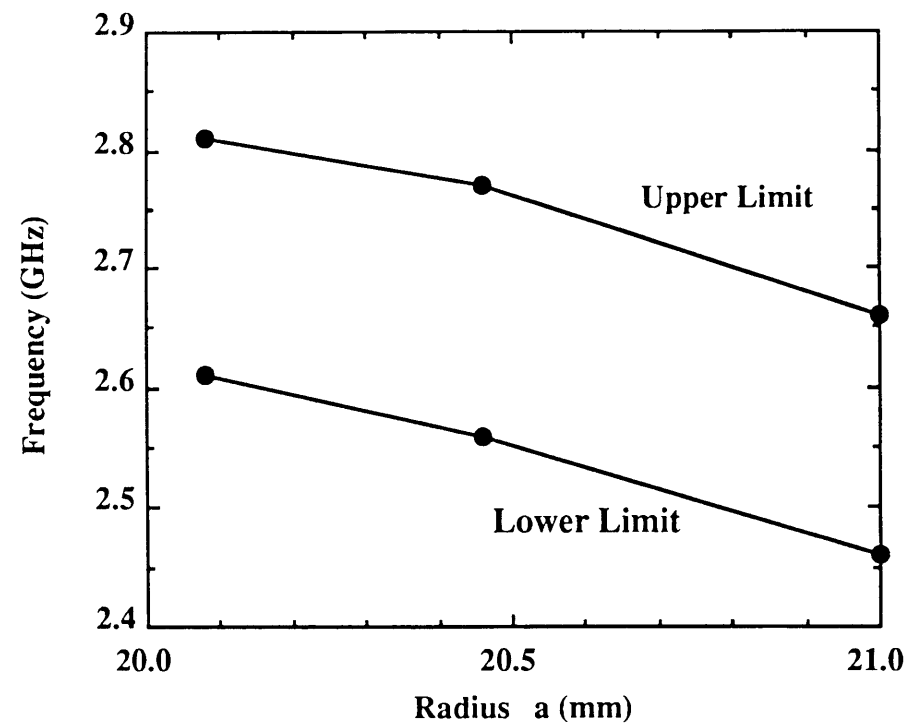


図 2.28 円形素子の半径と周波数帯域の関係〔実測値, $b/a = 1$, $h = 10\text{mm}$ 〕

図 2.29は、半径比 b/a をパラメータとしたときの、円形素子の間隔 h/λ_0 と円偏波指向性の 3 dB ビーム幅の関係を示している。ここでは、円形 MSA の半径を $a = 20.80\text{mm}$ としている。円形 MSA のみの場合の 3 dB ビーム幅の理論値は 90.7° であり、無給電素子を用いることにより 20° 前後狭くなっているのがわかる。

実測した円偏波放射パターン積分により求めたブロードサイド方向の指向性利得と間隔 h/λ_0 の関係を図 2.30 に示す。有限地板を有する MSA の利得の実測値が 7.6dBi であるのに対し、図 2.30 に示した指向性利得はいずれもこの値より 1dB 以上も高く、損失を考慮しても、無給電素子を用いたことにより利得が高くなっていることがわかる。これは、図 2.29 に示したように、ビーム幅が狭くなっていることから明らかであるように、無給電素子が導波器として動作しているためと考えられる。

また、図 2.30 から明らかなように、 $b/a = 1.03$ のとき、最も指向性利得が高くなっており、ブロードサイド方向の利得の面からも、半径比に最適値があることがわかる。

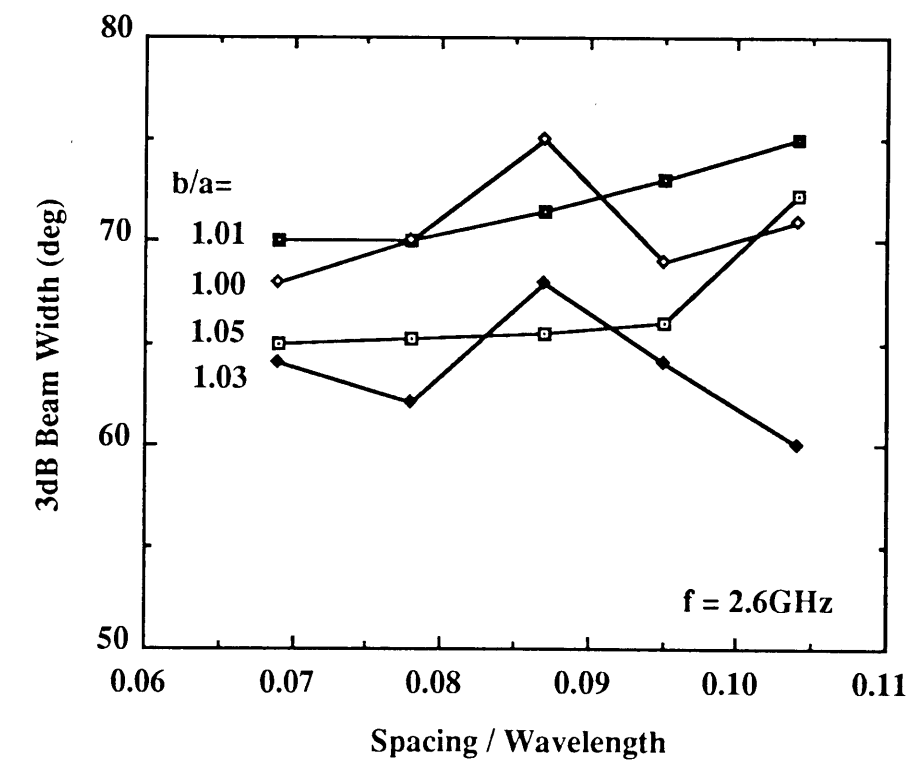


図 2.29 円形素子の間隔とビーム幅の関係〔実測値〕

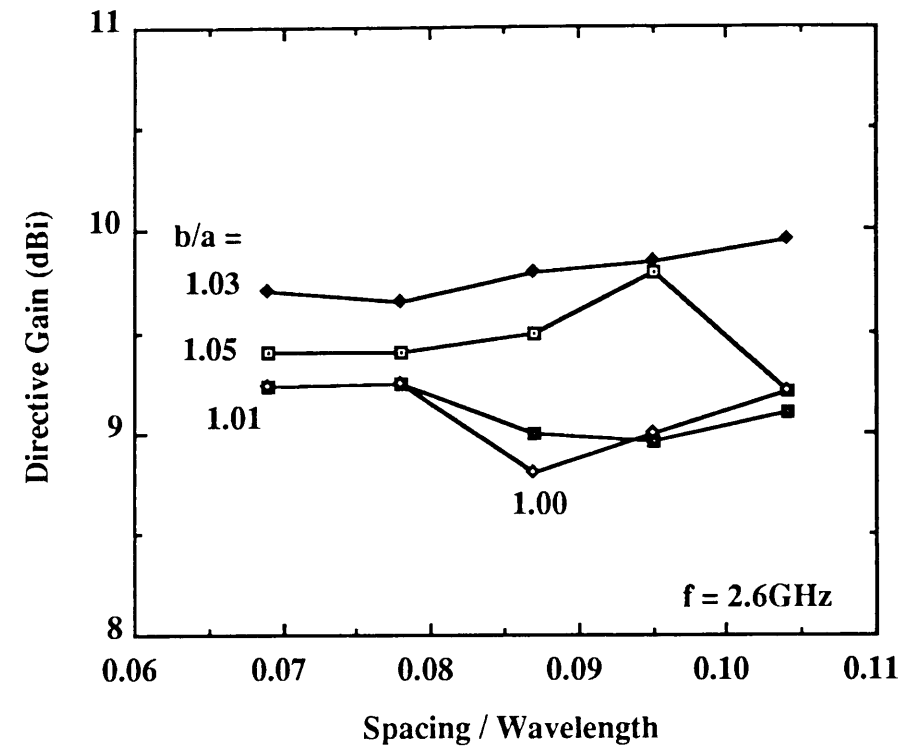


図 2.30 円形素子の間隔と指向性利得の関係〔実測値〕

2.4.2 周波数スケーリングによる広帯域円形MSAの設計法

無給電素子を有する円形MSAの設計パラメータは、2.4.1節で示したSバンドにおける最適パラメータを基準として、使用周波数、比誘電率、基板の厚さ等に関してスケーリングする方法を提案する。ここでは、900MHzにおいて動作する広帯域MSAを例として説明する。

(1) 基準パラメータの決定

図 2.22に示した各々のパラメータについて、基準とした値を表 2.2 に示す。

表 2.2 基準パラメータ

| | | | |
|----------------|-----------------|---------|------------------------------|
| 励振素子の半径 | a_n | 20.80mm | $b_n / a_n = 1.01$ |
| 無給電素子の半径 | b_n | 21.00mm | |
| 励振素子と無給電素子との間隔 | h_n | 11.53mm | $h_n / \lambda_{on} = 0.087$ |
| 誘電体の厚さ | d_n | 1.53mm | 1.6 mm 基板, 銅箔片面 $35\mu m$ |
| 誘電体の比誘電率 | ϵ_{rn} | 2.55 | テフロンガラスラミネート基板 |
| 設計周波数 | f_{rn} | 2.6 GHz | |

ここで、添え字の n は基準値を表している。無給電素子の基板の厚さについては、波長に比べて薄ければ特性上無視できるので特に基準を設けていない。

このパラメータの広帯域円形MSAの無給電素子の有無によるVSWR特性の変化を図 2.31に示す。図に示すように、無給電素子を用いることにより、帯域特性は 9 倍以上に広がっている。

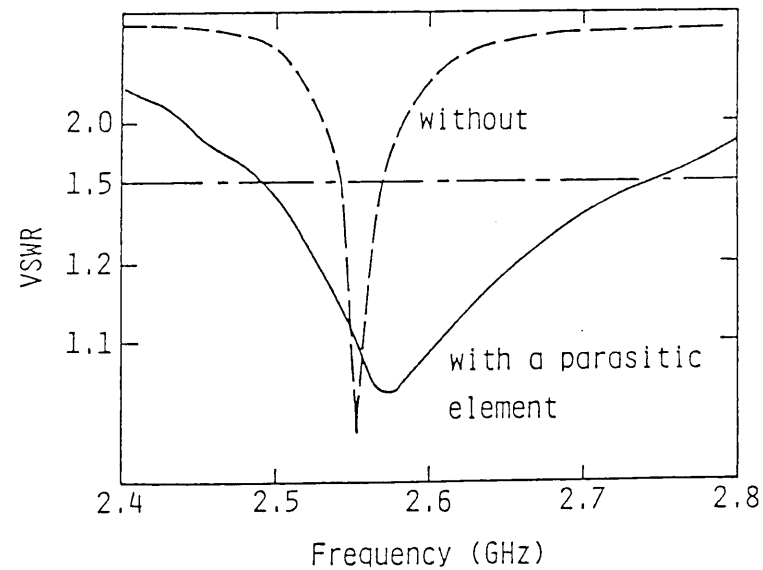


図 2.31 基準とする広帯域円形MSAのVSWR特性〔実測値〕

(2) 励振素子の基板の厚さの決定

本アンテナにおいては、耐候性・機械的特性を重視して、変性BTガラスクロス板を採用する。この基板は、従来のプリントアンテナの試作に良く用いられていたテフロンガラスラミネート基板に比べて、基板が硬く、耐熱性・耐候性に優れるが、欠点として $\tan \delta$ が若干大きく、そのために損失がわずかに増大することが挙げられる。しかし、Sバンド帯以下においては、この損失の増加分は小さいので実用性の高い変性BTガラスクロス板を用いることとした。この基板の900MHz帯における比誘電率 ϵ_r は3.76である。比誘電率が先に述べた基準に比べて高くなるために、比帯域幅が狭くなる。従って、励振素子単独で同じ比帯域幅を得るためには、誘電体の厚さすなわちプリント基板の厚さを厚くする必要がある。図2.32に誘電体の厚さとVSWR1.5以下となる比帯域幅の関係を示す。パラメータは比誘電率および周波数である。横軸は誘電体の厚さ d を示し、縦軸はVSWRが1.5以下となる比帯域幅（全幅）を示す。また、点線は厚さ d が誘電体中の波長 λ_e の $1/16$ 以上となり、高次モードが発生してMSAとして動作しないことを示している。図2.32は、文献（45）に示された稲垣理論を用いて

計算したものである。図中の●印は先に示した基準のアンテナを示している。従って、900MHzにおいて、 $\epsilon_r = 3.76$ の基板で基準と同じ比帯域幅を持つためには、厚さが5.5mm（図中の▲印）以上である必要がある。以下の設計例では、8mm基板（ $d = 7.93 \text{ mm}$ ）としている。

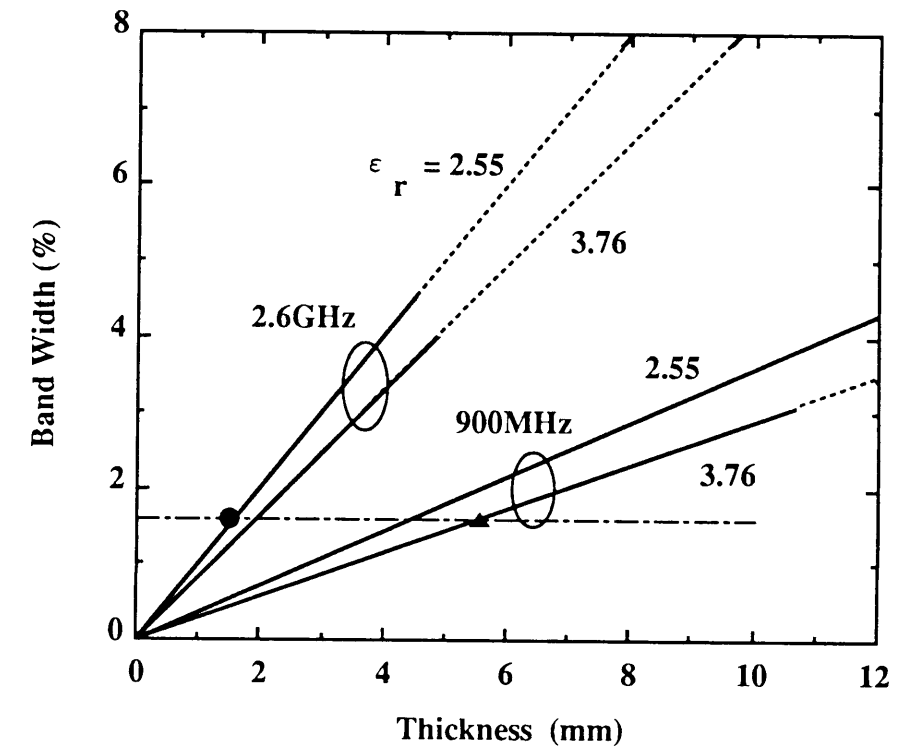


図 2.32 誘電体の厚さとVSWR 1.5以下となる比帯域幅の関係〔理論値〕

(3) 励振素子の半径の決定

先に示した基準値 a_n , d_n , ϵ_m から基準値に対応する励振素子の実効半径 a_{en} , 共振周波数 f_{en} を求める。各々、端効果（fringing effect）を考慮すると式（2.24）で与えられる。ここでは、W.C.Chew 等⁽⁴⁴⁾によって与えられた式を用いる。

$$a_{en} = a_n \sqrt{1 + \frac{2d_n}{\pi a_n \epsilon_m} \left(\ln \frac{a_n}{2d_n} + 1.41 \epsilon_m + 1.77 + \frac{d_n}{a_n} (0.268 \epsilon_m + 1.65) \right)} \quad \dots (2.24)$$

$$f_{en} = \frac{K_{nm} C}{2\pi a_{en} \sqrt{\epsilon_m}} \quad \dots (2.25)$$

実際に設計に用いる周波数を f_r ，誘電体の厚さを d ，比誘電率を ϵ_r とすると，励振素子の共振周波数 f_e は式 (2.25) で与えられる f_{en} ，および基準値 f_m を用いて次式で与える．

$$f_e = \frac{f_{en}}{f_m} f_r = \frac{K_{nm} C}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad \dots (2.26)$$

ここで， a_e は周波数 f_e で共振する励振素子の実効半径であり，次式で与える．

$$a_e = a \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \frac{a}{2d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{a} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} \quad \dots (2.27)$$

式 (2.26) から，励振素子の実効半径 a_e を求めて式 (2.27) の左辺へ代入し，繰り返し演算により励振素子の半径 a が得られる． $f_r = 900\text{MHz}$ ， $d = 7.93\text{mm}$ ， $\epsilon_r = 3.76$ としたとき，励振素子の半径は上式から $a = 47.3\text{mm}$ となる．

(4) 無給電素子の半径の決定

無給電素子の半径は，基準値と設計周波数の比で変換する．すなわち，無給電素子の半径 b は次式で与える．

$$b = \frac{f_m}{f_r} b_n \quad \dots (2.28)$$

$f_r = 900\text{MHz}$ の場合，無給電素子の半径は $b = 60.7\text{mm}$ となる．

(5) 励振素子と無給電素子の間隔の決定

励振素子と無給電素子の間隔も，無給電素子の半径と同様に基準値と設計周波数の比で変換する．すなわち，励振素子と無給電素子の間隔 h は次式で与える．

$$h = \frac{f_m}{f_r} h_n \quad \dots (2.29)$$

$f_r = 900\text{MHz}$ の場合，励振素子と無給電素子の間隔は $h = 33.3\text{mm}$ となる．

(6) 設計例の結果

以上に述べた計算式に基づいて得られたアンテナの各パラメータの計算例を以下にまとめて示す．

$$a = 47.3\text{mm}$$

$$b = 60.7\text{mm}$$

$$h = 33.3\text{mm}$$

$$d = 7.93\text{mm} \quad (8\text{ mm 基板})$$

$$\epsilon_r = 3.76 \quad (\text{変性BTガラスクロス板})$$

$$f_r = 900\text{MHz}$$

これらのパラメータで設計した900MHz帯で動作する広帯域円形MSAのVSWR特性を図2.33に示す⁽⁵¹⁾．

図2.33から明らかなように，無給電素子の半径 b および励振素子と無給電素子の間隔 h については，実験的につめる必要があるが，放射素子の広帯域特性に関しては前述の計算式に基づく値のものと大きな差異は無いことが分かる．

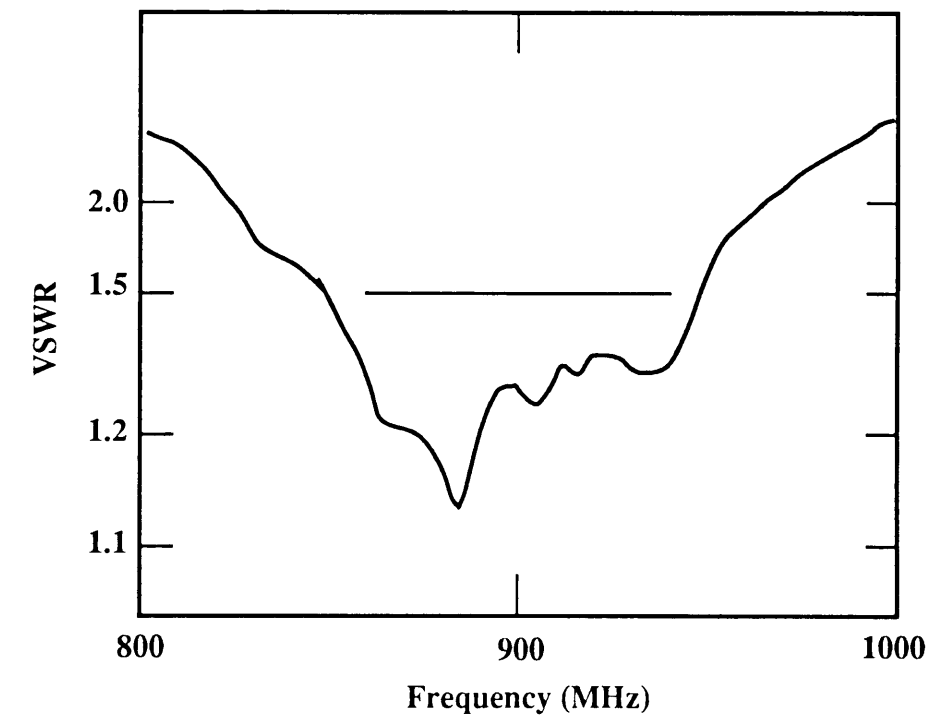


図2.33 周波数スケーリングにより設計した広帯域円形MSAのVSWR特性〔実測値〕

2.4.3 広帯域円形MSAの特性

2.4.2節で基準としたMSAのパラメータは、表2.2で示した通りである。

このMSAの無給電素子の有無によるVSWR特性の変化については、図2.31に示した。図から明らかなように、無給電素子を用いることにより、帯域特性は9倍以上に広がっているのがわかる。

無給電素子の有無による放射指向性の変化を図2.34に示す。無給電素子を用いることにより、直線偏波時のE面とH面の放射指向性が一致する傾向にあり、円偏波動作時の楕円偏波率の角度特性が円形MSAに比べて優れている。また、同図から明らかなように、無給電素子を用いることにより、3dBビーム幅が約 20° 狭くなっているのがわかる。ブロードサイドに着目して $\cos \theta$ の n 乗で近似したところ、 $\pm 60^\circ$ の範囲においてE面・H面とも $\cos \theta$ の1.2乗で近似できることが明らかとなった。

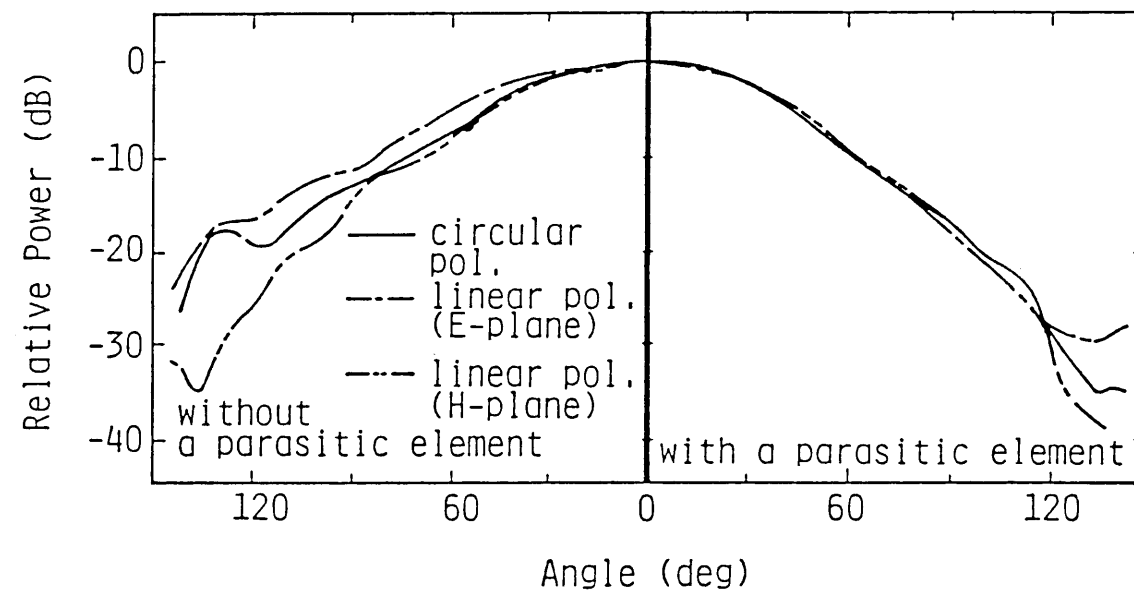


図2.34 無給電素子の有無に対する放射指向性の変化〔実測値〕

利得は、図2.35に示すように、円形MSAに比べて1dB以上高い値を示している。これは、先に述べたように、無給電素子が導波器として動作しているためである。

正面方向の楕円偏波率は、無給電素子を用いたことによる劣化は認められず、3dBハイブリッドを用いた場合、図2.36に示すように、10%の帯域にわたって1.6dB以下という良好な特性を得ている。これは基板を厚くして広帯域化を図った場合⁽⁴⁹⁾の楕円偏波率特性に比べて良好である。

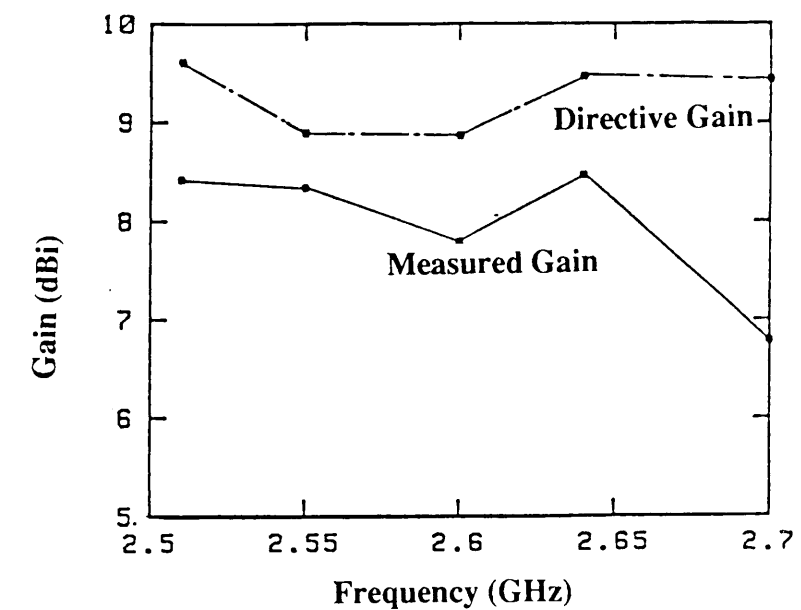


図2.35 利得の周波数特性〔実測値〕

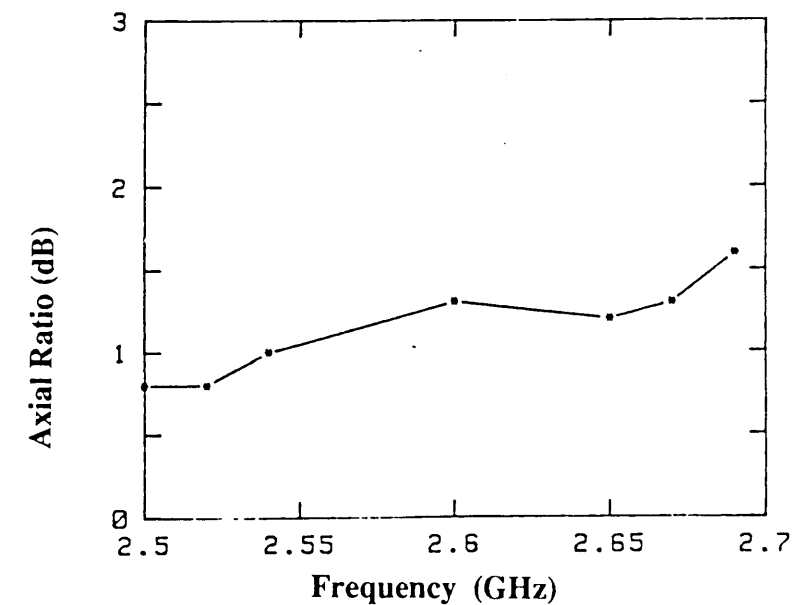


図2.36 楕円偏波率の周波数特性〔実測値〕

広帯域円形MSAをアレーアンテナの素子として用いる場合、放射素子間の相互結合特性を知っておく必要がある。広帯域円形MSA間の相互結合は、無給電素子を用いているために、円形MSAに比べて増大することが予想される。

平面上に広帯域円形MSAを2素子配置した場合の素子間結合量のSバンドにおける実測値を図2.37に示す⁽⁵²⁾。測定に用いた素子の特性は本節で示したものである。図2.37における●印および▲印が実測結果である。同図には比較のために、無給電素子の無い円形MSAに対する羽石等の理論値⁽⁵³⁾も示している。無給電素子の有無によって、E面とH面の結合特性が逆の傾向を示す結果となっている。これは、無給電素子の有無により放射指向性が変化していることと関係している。

また、無給電素子を付加した広帯域円形MSAでは、0.7～0.9波長の間隔に対してE面とH面の結合量がほぼ等しい値を示す。この結果から、素子間隔を0.7～0.9波長に選ぶことにより、無給電素子のない通常の円形MSAに比べて、偏波依存性の少ないアレーアンテナを構成でき、かつ円偏波動作時においても、良好な特性を保持できることがわかる。

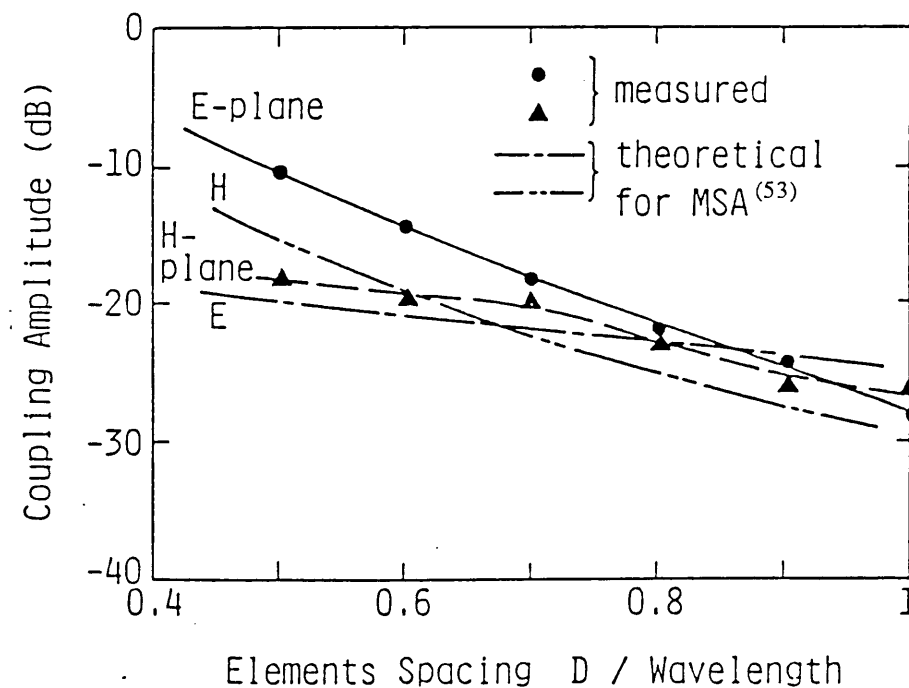


図2.37 広帯域円形MSAの素子間相互結合量

コンフォーマルアレーと呼ばれる任意の形状に配列されるアレーアンテナの実現には、非平面配列時の素子間相互結合特性の把握が必要である。図2.38および図2.39に半径Rの円筒上に間隔dで広帯域円形MSAを配列したときの素子間結合量の実測値を示す。図2.38から、0.4～1波長の素子間隔に対してはE面配列よりH面配列の方が相互結合が小さいことが分かる。一方、図2.39に示すように、配列半径Rが3波長より大きくなれば結合量は殆ど変化せず、Rが小さいほど偏波に対する依存性が大きくなる。また、配列半径Rを2波長以下に選べば相互結合量は、平面配列に比べて5～10dB減少することが分かる。

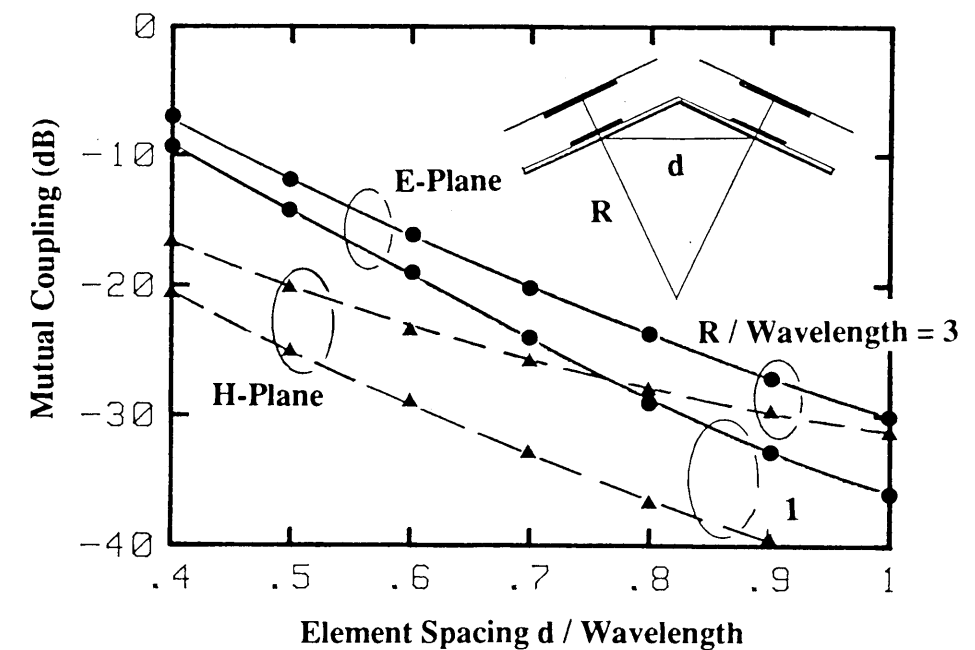


図2.38 非平面配列時の広帯域円形MSAの素子間相互結合量
(配列半径Rをパラメータとした場合)

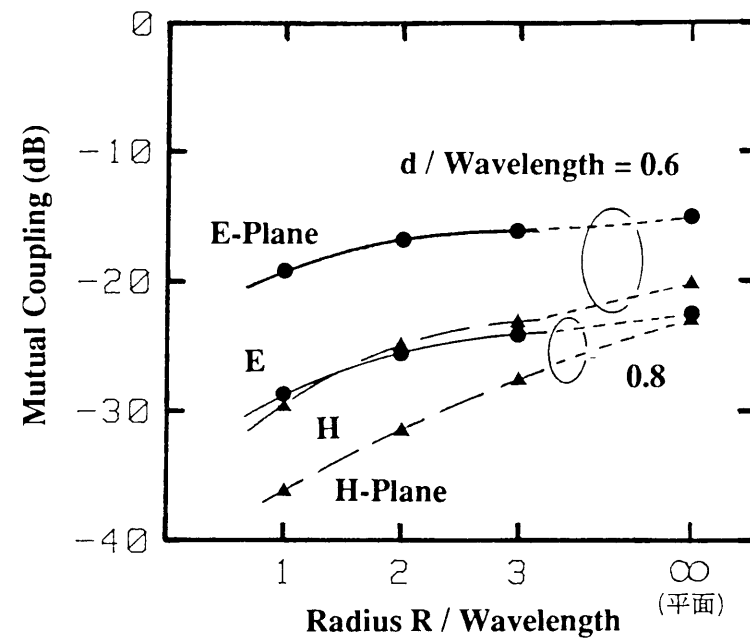


図 2.39 非平面配列時の広帯域円形M S Aの素子間相互結合量
(素子間隔 d をパラメータとした場合)

2.4.4 高次モード励振広帯域円形M S Aの特性

2.2.2節で述べたように、 TM_{nm0} モード励振円形M S Aを $(90/n)^\circ$ の角度で交わる直線上の2点から 90° の位相差で励振した場合、各点から励起される放射電界の合成により鉛直軸方向で円偏波が得られる。放射指向性は、1点給電時の放射電界の重ね合わせで与えられ、 n が2以上のとき、円偏波円錐ビームが得られる。円錐ビームのピーク方向は、図 2.17に示したように、M S Aの誘電体の比誘電率により一意的に決まる。

TM_{210} モード励振円形M S Aについて、基本モードと同様に、無給電素子を付加して広帯域化を図った⁽⁵⁴⁾。構造およびパラメータは、図 2.22に示すものである。このとき、図 2.26に示した基本モードの場合と同様に、円形素子の間隔 h/λ_0 と半径比 b/a に対する TM_{210} モード励振円形M S Aの比帯域の変化は、図 2.40に示すようになる。図 2.40から明らかなように、基本モードの場合と若干異なり、間隔 $h/\lambda_0 = 0.125$ 、半径比 $b/a = 1.25$ の近辺において、最も広帯域化されることが分かる。

このM S Aの無給電素子の有無によるV S W R特性の変化を図 2.41に示す。図に示すように、無給電素子を用いることにより、高次モードの場合も基本モードと同程度に広帯域化できることが明らかである。

比帯域が8%の TM_{210} モード励振円形M S Aを試作し、放射指向性を測定した。図 2.42に実測した右旋円偏波励振時の放射指向性を示す。広帯域にわたって、対称性の良い指向性が得られており、周波数特性の変化も少ないことが分かる。指向性利得は6.5dBiである。

これらの結果から、無給電素子の採用により、高次モードにおいても広帯域化が可能であることが明らかとなった。また、放射指向性も広帯域にわたって良好な特性を有しており、簡易な構成の円錐ビームが得られることが分かった。

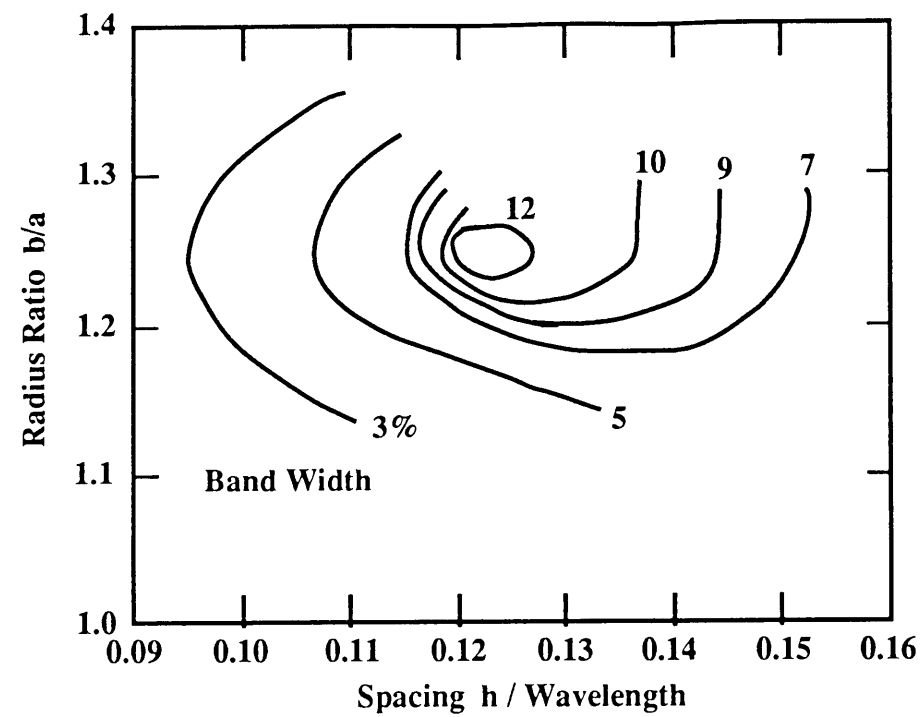


図 2.40 TM_{210} モード励振広帯域円形MSAの比帯域幅〔実測値〕

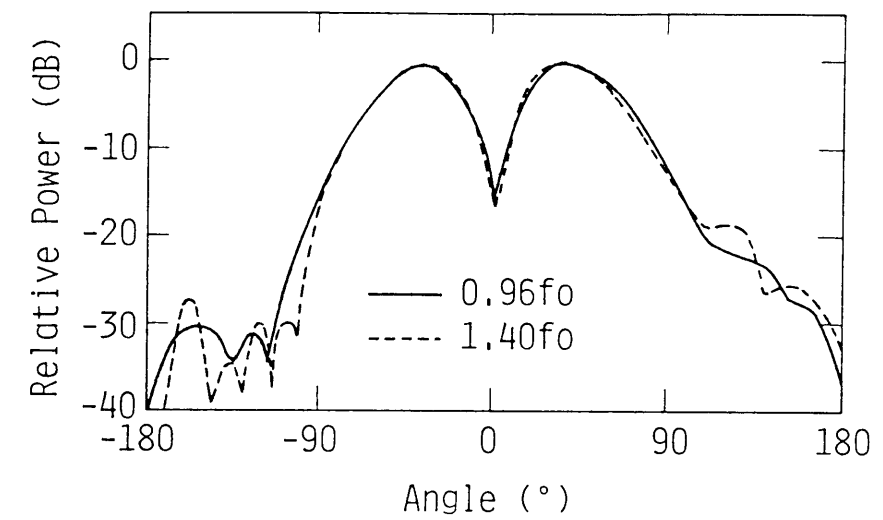


図 2.42 TM_{210} モード励振広帯域円形MSAの放射指向性〔実測値〕

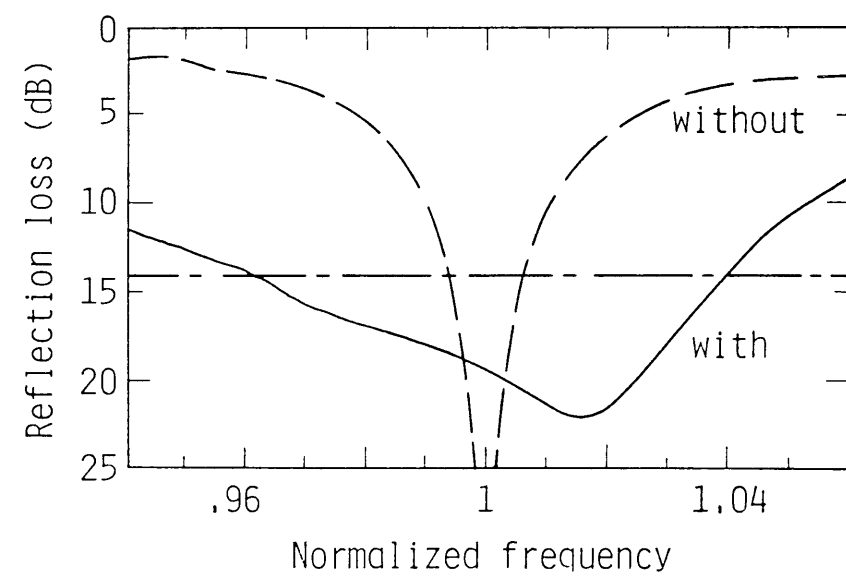


図 2.41 TM_{210} モード励振広帯域円形MSAのVSWR特性〔実測値〕

2.5 楕円形MSAの二周波数帯共用化

2.5.1 無給電素子による二周波数帯共用化

本節で述べるアンテナは、2.2.3節で述べた1点給電楕円形円偏波MSAに無給電素子を付加することにより、1点給電で円偏波を放射し、かつ送受2周波数帯での共用を可能にしたものである⁽⁵⁵⁾。

2重構造楕円形MSAの構造を図2.43に示す。上の楕円形MSAは給電ピンからの給電により、下の楕円形MSAは上の楕円形MSAによる結合により、各々の周波数 f_{r1} および f_{r2} で共振し、アンテナは2周波数で励振されて電波を放射する。ここで、給電点は、2.2.3節で述べた1点給電楕円形MSAと同様に、楕円の長軸あるいは短軸に対して 45° をなす直線上に設ける。

なお、下の楕円形MSAに給電し、上の楕円形MSAを無給電とした場合も同様に動作する。

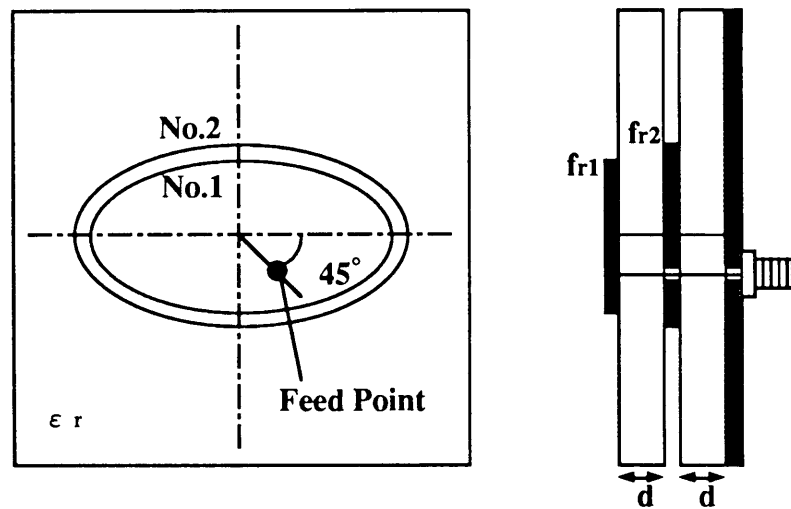


図2.43 2重構造楕円形MSAの構造

2.5.2 二周波数帯共用楕円形MSAの設計法

図2.43に示した2重構造楕円形MSAの共振周波数は式(2.18)と同様に次式で与えられる。

$$f_{rk} = \frac{K_{nm} C}{2\pi a_{eck} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (k=1, 2) \quad \dots (2.30)$$

ここで、 a_{eck} は f_{rk} で共振する楕円と等価な面積を有する円板の実効半径を示しており、この円板と等しい面積の楕円の短径、長径を各々 a_{esk} 、 a_{elk} ($k=1, 2$) とすると、式(2.19)と同様に次式で関係付けられる。

$$a_{eck} = \sqrt{a_{esk} a_{elk}} = \sqrt{e_{ok} a_{elk}^2} = a_{elk} \sqrt{e_{ok}} \quad \dots (2.31)$$

ここで、 e_{ok} ($k=1, 2$) は短径と長径の比である。また楕円の実効短径 a_{esk} 、実効長径 a_{elk} は、各々矢野等による2重構造の円板の場合の端効果 (fringing effect) ⁽²⁷⁾ の式と、L. C. Shen 等の式⁽⁴³⁾あるいはW. C. Chew 等の式⁽⁴⁴⁾とを組み合わせる。

(1) L. C. Shen 等の式⁽⁴³⁾を用いた場合：

$$a_{es1} = a_{s1} \sqrt{1 + \frac{d}{\pi a_{s1} \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a_{s1}}{d} + 1.7726 \right)} \quad \dots (2.32)$$

$$a_{el1} = a_{l1} \sqrt{1 + \frac{d}{\pi a_{l1} \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a_{l1}}{d} + 1.7726 \right)} \quad \dots (2.33)$$

$$a_{es2} = a_{s2} \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a_{s2} \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a_{s2}}{2d} + 1.7726 \right) + \frac{d}{\pi a_{s2} \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a_{s2}}{d} + 1.7726 \right)} \quad \dots (2.34)$$

$$a_{el2} = a_{l2} \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a_{l2} \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a_{l2}}{2d} + 1.7726 \right) + \frac{d}{\pi a_{l2} \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a_{l2}}{d} + 1.7726 \right)} \quad \dots (2.35)$$

(2) W. C. Chew 等の式⁽⁴⁴⁾を用いた場合：

$$a_{es1} = a_{s1} \sqrt{1 + \frac{d}{\pi a_{s1} \epsilon_r} \left(\ln \frac{a_{s1}}{d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{a_{s1}} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} \quad \dots (2.36)$$

$$a_{el1} = a_{l1} \sqrt{1 + \frac{d}{\pi a_{l1} \epsilon_r} \left(\ln \frac{a_{l1}}{d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{a_{l1}} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} \quad \dots (2.37)$$

$$a_{es2} = a_{s2} \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a_{s2} \epsilon_r} \left(\ln \frac{a_{s2}}{2d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{a_{s2}} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} + \frac{d}{\pi a_{s2} \epsilon_r} \left(\ln \frac{a_{s2}}{d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{2a_{s2}} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} \quad \dots (2.38)$$

$$a_{el2} = a_{l2} \sqrt{1 + \frac{2d}{\pi a_{l2} \epsilon_r} \left(\ln \frac{a_{l2}}{2d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{a_{l2}} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} + \frac{d}{\pi a_{l2} \epsilon_r} \left(\ln \frac{a_{l2}}{d} + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + \frac{d}{2a_{l2}} (0.268 \epsilon_r + 1.65) \right)} \quad \dots (2.39)$$

ここで、 a_{sk} および a_{lk} ($k = 1, 2$) は各々楕円の短径および長径を示す。

式 (2.30) ～ 式 (2.39) に基づいた 2 重構造楕円形 MSA の共振周波数を求める手法を図 2.44 に示す。

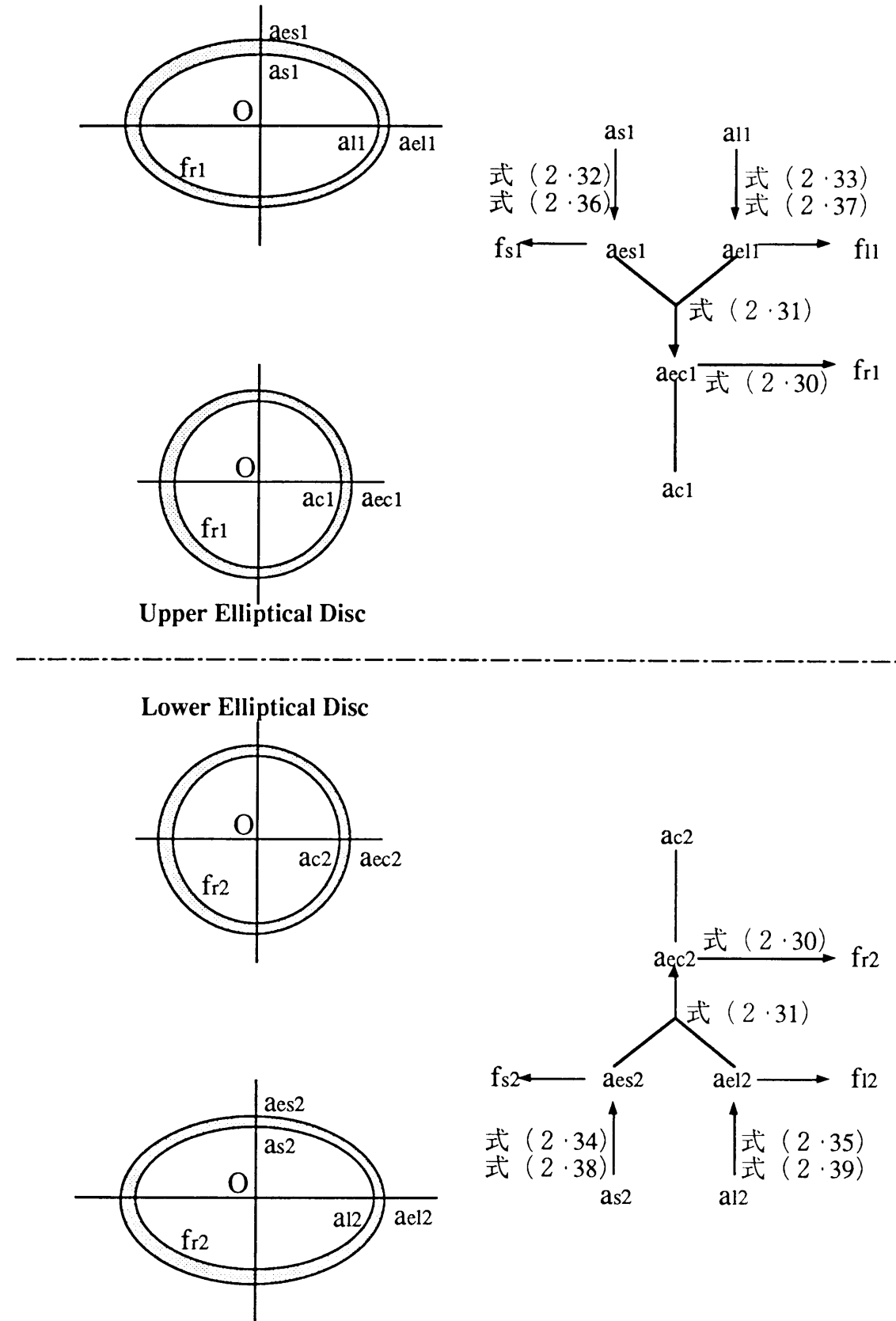


図 2.44 2 重構造楕円形 MSA の共振周波数を求めるための手法

2.5.3 二周波数帯共用楕円形M S Aの特性

放射指向性および指向性利得については、理想的には、各々の楕円板が共振していることに基づいて、2.2.3節と同様に、図2.5に示す座標系において、2.2.2節に示した2点給電円形M S Aの放射指向性で近似的に与えられる。

動作確認を行うために、式(2.32)～式(2.35)に示したL. C. Shen等の式⁽⁴³⁾を用いて、

$$f_{r1} = 2.677\text{GHz} \quad (\text{上の円板の共振周波数})$$

$$f_{r2} = 2.532\text{GHz} \quad (\text{下の円板の共振周波数})$$

において共振するように設計した。楕円の軸長比は0.977である。ここでは、厚さ1.2mmのテフロンガラスラミネート基板を用いており、楕円板の長径および短径は、上が20.40mm×19.92mm、下が20.89mm×20.39mmである。

試作したアンテナのV S W R特性を図2.45に示す。設計周波数から上下各々にわずかに離れてはいるものの、2共振特性を有しているのが判る。次に、ブロードサイドでの楕円偏波率の周波数特性を図2.46に示す。図2.46において、楕円偏波率3dBの比帯域が約0.5%と若干狭帯域であるが、V S W R特性と同じく、2周波数において円偏波に近づくのが判る。図において、楕円偏波率は

$$f_{r1} = 2.685\text{GHz} \quad (\text{上の円板の共振周波数})$$

$$f_{r2} = 2.465\text{GHz} \quad (\text{下の円板の共振周波数})$$

において最も良い値を示している。この周波数における放射指向特性を図2.47に示す。これは単一の楕円形M S Aの特性と良く一致している。

各特性からも明らかなように、式(2.32)～(2.35)に示すL. C. Shen等の式に基づいた設計においては、低い方の帯域が設計からずれていることがわかる。そこで、このアンテナ素子の共振周波数を、式(2.36)～(2.39)に示すW. C. Chew等の式に基づく方法で解析した結果、

$$f_{r1} = 2.655\text{GHz} \quad (\text{上の円板の共振周波数})$$

$$f_{r2} = 2.474\text{GHz} \quad (\text{下の円板の共振周波数})$$

となり、W. C. Chew等の式に基づく方法では、むしろ低い方の帯域に比べて高い方がずれている結果となった。

これは、2重構造の円形M S Aの場合の端効果(fringing effect)⁽²⁷⁾の式が近似式であるために生じている誤差である。従って、1重構造の円形M S Aの端効果の式として精度の良いW. C. Chew等の式を用いても共振周波数を完全に求めることは出来ない。

設計の際には、これらを勘案して、放射素子の寸法を決定する必要がある。

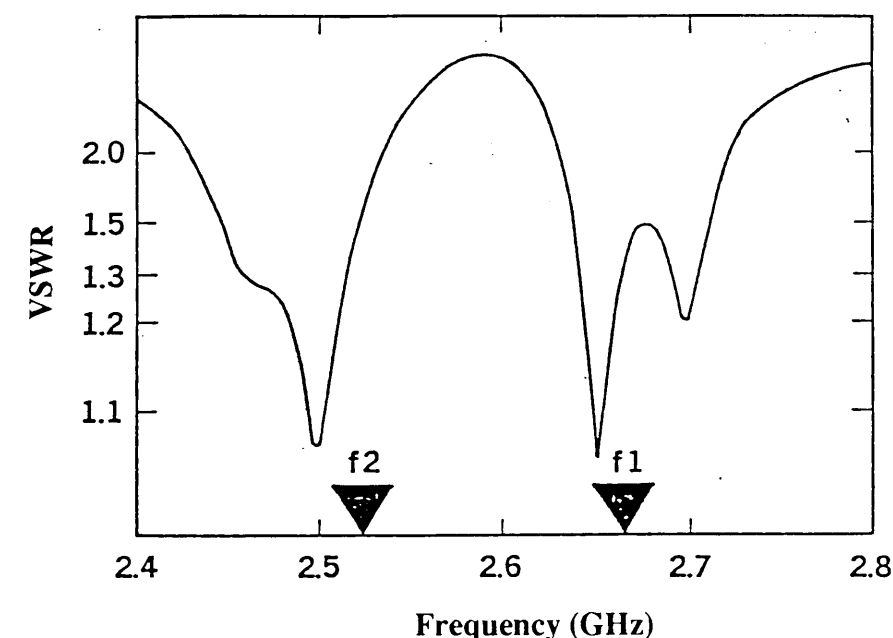


図2.45 2重構造楕円形M S AのV S W R特性〔実測値〕

2.6 むすび

本論文で述べるアレーアンテナの素子として用いる円形MSAおよび楕円形MSAの構造と特性について述べた。

円形MSAについては、従来技術に基づいて、その設計法をまとめて示すと共に、高次モード励振時の特性および2点給電による円偏波励振時の特性計算法を示した。1点給電で円偏波動作する楕円形MSAについては、円形MSAの設計法を改良した設計法を示した。

さらに通信で用いるために、広帯域化（二周波数帯共用化も含まれる）の方法を明らかにし、無給電素子を用いた円形MSAの広帯域化および楕円形MSAの二周波数帯共用化について述べた。

無給電素子を用いた円形MSAについては、Sバンドにおける実験に基づいて、無給電素子を用いることにより比帯域13%以上が得られることを示した。このSバンドにおける最適パラメータを基準として、使用周波数、比誘電率、基板の厚さ等に関してスケーリングする方法を提案した。無給電素子を用いた基本モード（ TM_{110} モード）励振円形MSAの試作により、広帯域化を確認するとともに、無給電素子が導波器として動作することにより指向性利得が約1dB上昇することを明らかにした。また、アレーの素子として用いることを考慮して、広帯域円形MSAの素子間相互結合について検討し、平面配列時および非平面配列時の結合特性を明らかにした。

さらに、高次モード（ TM_{210} モード）励振円形MSAに無給電素子を採用することにより、高次モードにおいても広帯域化が可能であることを明らかにした。このとき、放射指向性も広帯域にわたって良好な特性を有しており、簡易な構成の円錐ビームが得られることを示した。

無給電素子を用いた楕円形MSAについては、2重構造の楕円形MSAの設計法を示した。2重構造の楕円形MSAの試作により、1点給電で円偏波を放射し、かつ送受二周波数帯共用可能な素子の実現を確認した。

なお、無給電素子を用いた広帯域円形MSAは、第3章、第5章、第6章で述べるアレーアンテナの素子として、一方、無給電素子を用いた二周波数帯共用楕円形MSAは、第4章で述べるアレーアンテナの素子として用いる。

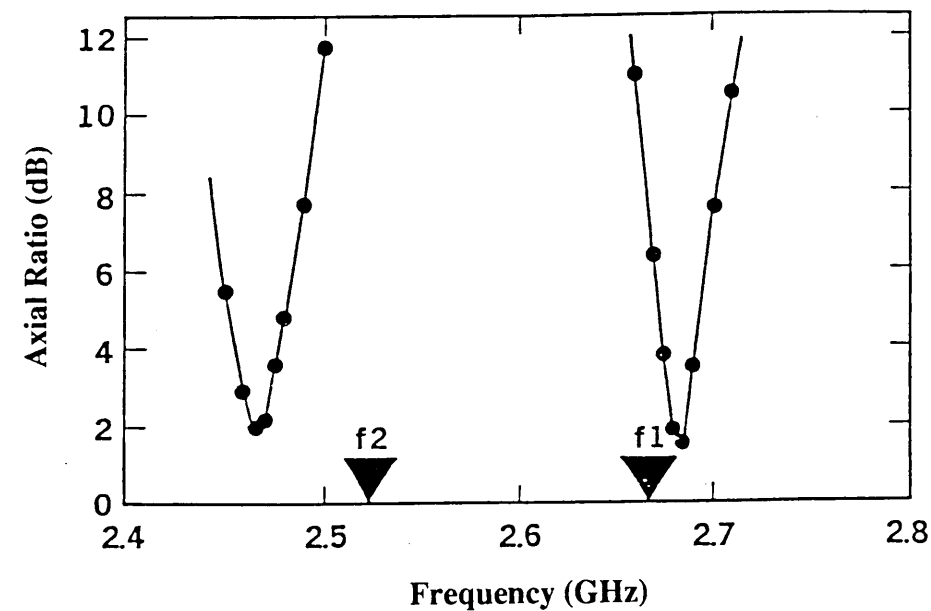


図 2.46 2重構造楕円形MSAの楕円偏波率特性〔実測値〕

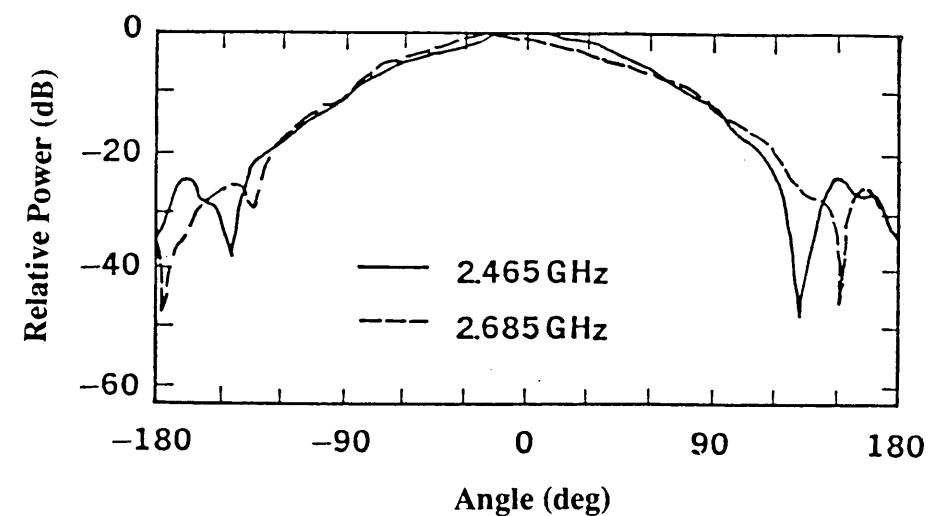


図 2.47 2重構造楕円形MSAの放射指向性〔実測値〕

第3章 同一面給電平面アレーアンテナ

3.1 まえがき

本章では、第2章で述べた広帯域MSA素子を用いた平面アレーアンテナの設計法と特性について述べる。

マイクロストリップアレーアンテナ（以下、MSAAと略す）は、MSAの持つ構成の簡易さ、ロープロファイル、軽量、低価格等の特徴に加えて、アレーアンテナのビーム成形性等の特徴を合わせ持ち、高性能化、多機能化かつ低価格化を要求する各種通信方式用アンテナとしての発展が期待されている⁽⁵⁾。

しかし、公衆通信においては、双方向通信が一般的であり、所要比周波数帯域は通常8～15%である。それゆえ、従来報告されているMSAA⁽⁵⁶⁾は帯域特性の点で使用不可能である。また、多数のアレー素子に給電するために、給電回路が複雑になり、製作が困難となる欠点があった。

MSAAの帯域特性は主としてMSAの帯域特性で決定される。MSAは本質的に狭帯域であり、広帯域化を図ることが重要な課題の1つである。MSAの広帯域化の方法としては、第2章で述べたように、同一面内に無給電素子を設ける方法⁽⁴⁷⁾、上方に無給電素子を設ける方法⁽⁴⁸⁾、あるいはハニカム基板を用いて比誘電率を下げることでより広帯域化を図った例⁽⁴⁹⁾等が報告されているが、いずれも所要帯域8%以上にわたってVSWRが1.5以下となる特性は得られていない。これらの方法のうち最も広帯域特性を有しているのは、上方に無給電素子を設ける方法であり、さらに構成パラメータの最適化を図ることにより、より広帯域特性が得られる可能性があった。このMSAの広帯域化については、第2章で述べたとおりである。

アンテナの構成の簡易さは給電回路の構成に大きく依存する。給電回路は放射部と独立に設けることが一般的であり、かつその方が回路からの放射および回路との結合がないため、アンテナ構成上から望ましい。しかし、多層構造となるために製作工程が多くなり、その結果として低価格化は望めない。一方、従来の同一面給電アレーアンテナ⁽⁵⁷⁾⁽³³⁾は、その構成上、使用可能な帯域が狭く、また、給電回路が放射指向性等の電気特性に与える影響が明らかでなかった。

本章は、広帯域で経済的にも優れたアンテナを実現するために、第2章で述べたMSAの上方に無給電素子を用いた放射素子を用いてアレーを構成する方法について検討するとともに、アレー構成時の製作性に優れた給電回路の設計法およびその特性評

価について述べたものである。さらに、その適用例として衛星を用いたSバンドの船舶通信用の船舶局アンテナの設計法と特性を明らかにしている。

まず、3.2節では、第2章で述べた広帯域MSAを用いた同一面給電平面アレーの基本構成を示す。3.3節では、同一面給電平面アレーを構成するための同一面給電電力分配回路の設計法について述べる。ここでは、変分法を用いたマイクロストリップ線路の特性解析について述べ、それを用いた電力分配の基本回路構成を示すと共に、広帯域MSAと同一面に配置することによる相互結合について述べる。3.4節では、4×4素子アレーを取り上げ、素子配列および具体的な回路構成について示す。最後に、以上の設計法に基づいて試作した4×4素子円偏波アレーの特性を明らかにする。

3.2 同一面給電平面アレーの基本構成

平面アレーアンテナの素子配列としては、通常、四角配列あるいは三角配列が用いられる。ここでは、給電回路構成の容易な四角配列について考える。座標系を図3.1に示す。

ここで、図3.1に示す座標系において、円形MSAの給電点Fはx軸上に存在すると仮定し、円偏波動作時のもうひとつの給電点F'はy軸上に存在すると仮定する。従って、直線偏波励振された場合、xz面内の指向性がE面指向性であり、yz面内の指向性がH面指向性となる。

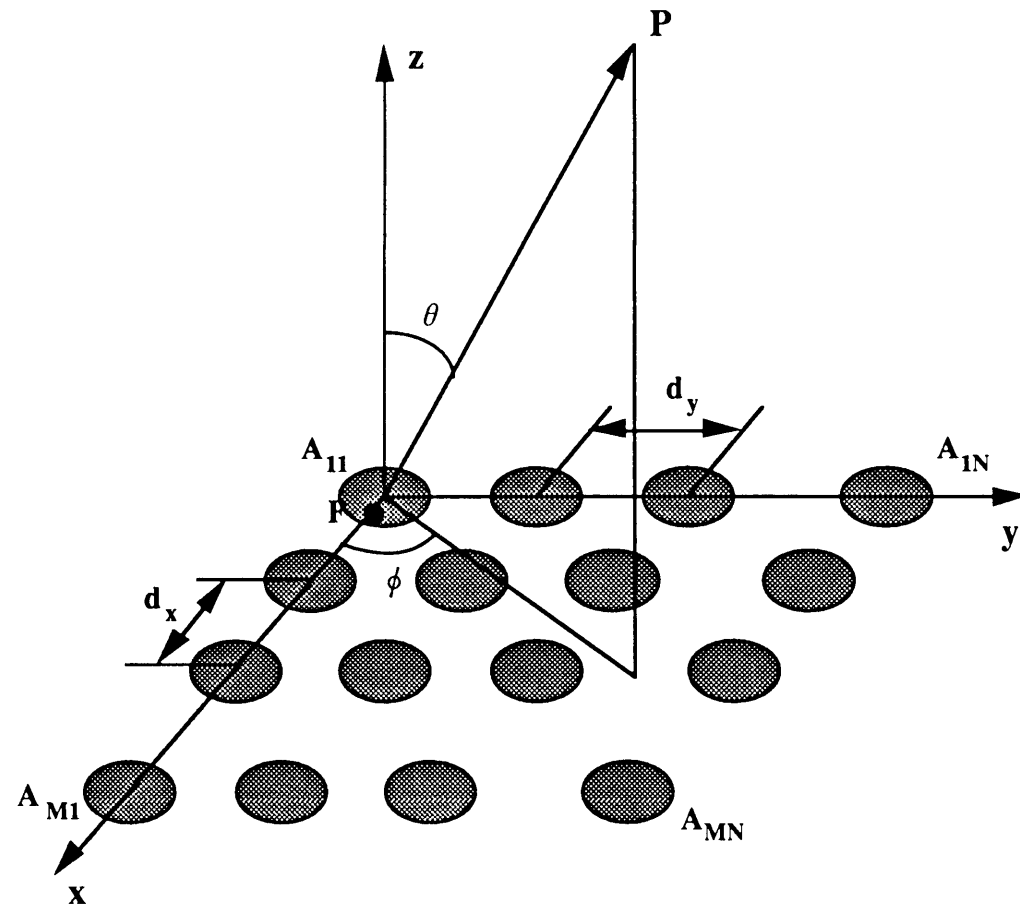


図3.1 平面アレーの座標系

$M \times N$ 素子の平面アレーの放射指向性 $|E(\theta, \phi)|$ は、図3.1の座標系において、次式で与えられる。

$$|E(\theta, \phi)| = |g(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi)| \quad \dots (3.1)$$

ここで、 $g(\theta, \phi)$ は素子指向性（エレメントパターン）、 $f(\theta, \phi)$ は配列指向性（アレーファクタ）を示しており、次式で表わすことができる。

$$f(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} \exp[jk_0(\mathbf{e}_r \cdot \mathbf{e}_p)] \quad \dots (3.2)$$

ここで、各素子へは等位相で給電すると仮定しており、 M 、 N は各々x方向およびy方向の素子の配列数、 A_{mn} は第 (m, n) 番目の素子の励振振幅、 k_0 は自由空間中の伝搬定数を示している。また、 \mathbf{e}_r は放射ベクトル、 \mathbf{e}_p は素子の位置ベクトルであり、次式で与えられる。

$$\mathbf{e}_r = (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi, \cos \theta) \quad \dots (3.3)$$

$$\mathbf{e}_p = ((m-1)d_x, (n-1)d_y, 0) \quad \dots (3.4)$$

ただし、 d_x および d_y は各々x方向およびy方向の素子間隔を表している。なお、ここでは、 $g(\theta, \phi)$ として、式(2.14)に示す $g_c(\theta, \phi)$ を用いる。

平面アレーの指向性利得 $D_a(\theta, \phi)$ は、先に示した式(3.1)で与えられる放射指向性 $|E(\theta, \phi)|$ を用いて次式で与えられる。

$$D_a(\theta, \phi) = \frac{4\pi |E(\theta, \phi)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E(\theta, \phi)|^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi} \quad \dots (3.5)$$

低コストなアレーアンテナ実現のために、ここでは、給電回路を放射素子と同一面に設ける同一面給電構成を採用する。放射素子は第2章で述べた広帯域MSAであるため、放射部は励振素子と無給電素子の2層構造になっている。ここでは、広帯域MSAの励振素子と同一面に給電回路を設けている。

3.3 同一面給電電力分配回路の設計法

3.3.1 マイクロストリップ線路の特性

(1) 特性インピーダンス

マイクロストリップ線路を用いて電力分配回路を構成する場合、その設計には所望の特性インピーダンスを実現するための線路幅と、所望の位相を得るための線路長を決定する管内波長が必要である。ここでは、変分法を用いて特性インピーダンス・管内波長を求める方法を示す⁽⁵⁸⁾。

マイクロストリップ線路の構造を図3.2に示す。

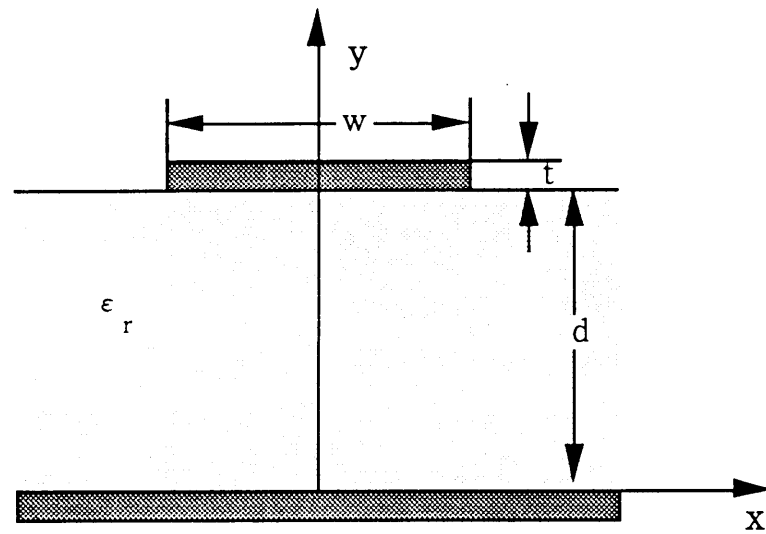


図3.2 マイクロストリップ線路の構造（誘電体が1層構造の基板の場合）

マイクロストリップ線路の特性インピーダンス Z および管内波長 λ_g は、線路容量 C が分かれば、媒質が真空のときの線路容量 C_0 、特性インピーダンス Z_0 、自由空間波長 λ_0 を用いて、次式で与えられる。

$$Z = \sqrt{\frac{C_0}{C}} Z_0 \quad \dots (3.6)$$

$$\frac{\lambda_g}{\lambda_0} = \sqrt{\frac{C_0}{C}} \quad \dots (3.7)$$

いま、マイクロストリップ線路上のスカラーポテンシャル分布を $\phi(x, y)$ 、スト

リップ導体上の電荷分布を $\rho(x, y) = f(x) \cdot \delta(y - d)$ とし、そのフーリエ変換をそれぞれ $\phi^*(\beta, y)$ 、 $f^*(\beta)$ とすると、線路容量 C は次式で与えられる。

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{2\pi Q^2} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1 + e^{-\beta t}}{2} \right) f^*(\beta) \phi^*(\beta, d) d\beta \quad \dots (3.8)$$

$$Q = \int_{-\frac{w}{2}}^{\frac{w}{2}} f(x) dx \quad (\text{ストリップ導体上の全電荷}) \quad \dots (3.9)$$

ここで、 d は誘電体の厚さ、 t はストリップ導体の厚さ、 w はストリップ導体の幅であり、 $t \ll d \ll \lambda_0$ 、 $d \leq w$ と仮定している。

図3.2に示したような1層構造の誘電体基板を用いたマイクロストリップ線路の場合、 $\phi^*(\beta, d)$ は次式で与えられる。

$$\phi^*(\beta, d) = \frac{f^*(\beta)}{\epsilon_r |\beta| (1 + \epsilon_r \coth(\beta d))} \quad \dots (3.10)$$

式(3.10)を式(3.8)に代入して、次式が得られる。

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{\pi \epsilon_0} \int_0^{\infty} \left(\frac{1 + e^{-\beta t}}{2} \right) \frac{(f^*(\beta)/Q)^2}{(1 + \epsilon_r \coth(\beta d)) \beta d} d(\beta d) \quad \dots (3.11)$$

一方、図3.3に示すようなトリプレート構造のマイクロストリップ線路の場合、 $\phi^*(\beta, d)$ は次式で与えられる。

$$\phi^*(\beta, d) = \frac{f^*(\beta)}{\epsilon_0 \left(\epsilon_1 \coth\left(\frac{d_1}{d} \beta d\right) + \epsilon_2 \coth\left(\frac{d_2}{d} \beta d\right) \right) \beta} \quad \dots (3.12)$$

式(3.12)を式(3.8)に代入して、次式が得られる。

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{\pi \epsilon_0} \int_0^{\infty} \left(\frac{1 + e^{-\beta t}}{2} \right) \frac{(f^*(\beta)/Q)^2}{\epsilon_1 \coth\left(\frac{d_1}{d} \beta d\right) + \epsilon_2 \coth\left(\frac{d_2}{d} \beta d\right)} \frac{d(\beta d)}{\beta d} \quad \dots (3.13)$$

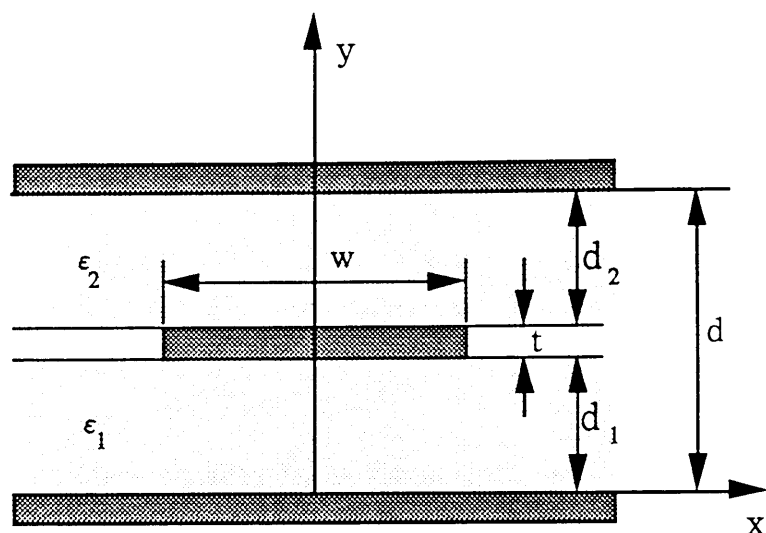


図3.3 マイクロストリップ線路の構造（トリプレート構造の場合）

ところで、式(3.11)および式(3.13)においては、 $f^*(\beta)/Q$ が未定のままであるが、ストリップ導体上の電荷分布 $f(x)$ は試行関数であり、式(3.8)が変分表示であることから、 $f(x)$ に近似試行関数を選んでも良い。ここでは、ストリップ導体上の電荷は $\pm w/2$ 付近に集中すると考えられるので、 $f(x)$ を次のように選ぶこととする。

$$\begin{aligned} f(x) &= 1 + \left| \frac{2x}{w} \right|^3 & (|x| \leq w/2) \\ &= 0 & (|x| > w/2) \end{aligned} \quad \dots (3.14)$$

この $f(x)$ を用いて、式(3.9)の積分から Q が求まる。

$$Q = \frac{5}{4} w \quad \dots (3.15)$$

また、 $f^*(\beta)$ は次式のように求められる。

$$\begin{aligned} f^*(\beta) &= \int_{-w/2}^{w/2} \left(1 + \left| \frac{2x}{w} \right|^3 \right) e^{j\beta x} dx \\ &= 2w \frac{\sin \frac{\beta w}{2}}{\frac{\beta w}{2}} + \frac{3w}{\left(\frac{\beta w}{2} \right)^2} \left(\cos \frac{\beta w}{2} - 2 \frac{\sin \frac{\beta w}{2}}{\frac{\beta w}{2}} + \left(\frac{\sin \frac{\beta w}{2}}{\frac{\beta w}{4}} \right)^2 \right) \end{aligned} \quad \dots (3.16)$$

これらの式から次式が得られる。

$$\frac{f^*(\beta)}{Q} = \frac{8}{5} \frac{\sin \frac{\beta w}{2}}{\frac{\beta w}{2}} + \frac{12}{5 \left(\frac{\beta w}{2} \right)^2} \left(\cos \frac{\beta w}{2} - 2 \frac{\sin \frac{\beta w}{2}}{\frac{\beta w}{2}} + \left(\frac{\sin \frac{\beta w}{2}}{\frac{\beta w}{4}} \right)^2 \right) \quad \dots (3.17)$$

式(3.17)を式(3.11)、式(3.13)に適用することにより、それぞれのマイクロストリップ線路の線路幅 w に対する線路容量 C を得ることができる。

式(3.6)～式(3.17)に基づいて計算した、1層構造の誘電体基板を用いたマイクロストリップ線路の線路幅と特性インピーダンスおよび λ_g/λ_0 の関係の一例を図3.4に示す。ここで、 $d=1.13\text{mm}$ 、 $\epsilon_r=2.6$ 、 $t=35\mu$ としている。

マイクロストリップ線路を用いた電力分配器を設計する場合には、使用するプリント基板について図3.4と同様のグラフを作成し、所望の特性インピーダンスに対する w/d を読み取り、線路幅 w を決定する。また、同時に、その w/d に対する λ_g/λ_0 より管内波長 λ_g が得られる。

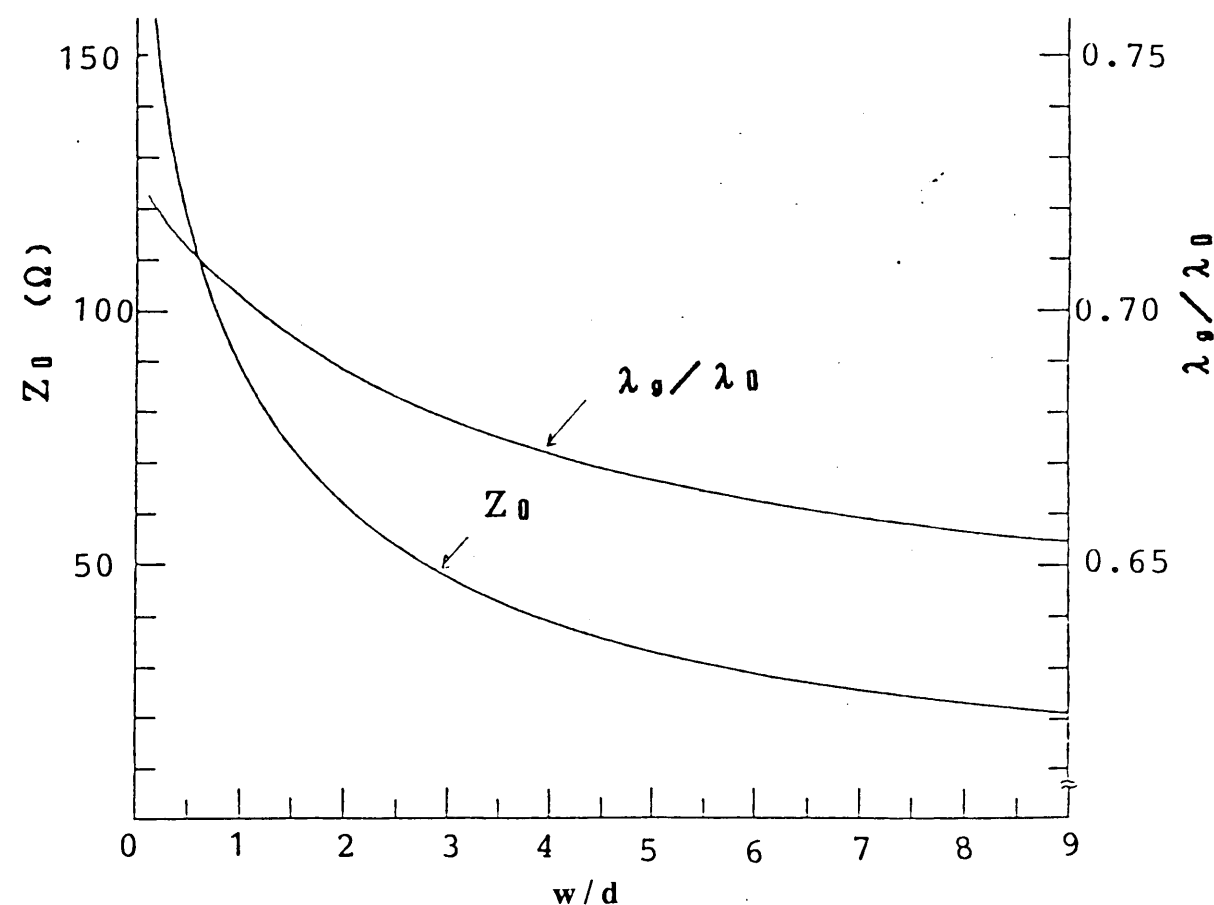


図3.4 マイクロストリップ線路の線路幅と特性インピーダンス
($d=1.13\text{mm}$ 、 $\epsilon_r=2.6$ 、 $t=35\mu$ の場合)

(2) 線路損失

マイクロストリップ線路の線路損失 α_t は、誘電体損失 α_d と導体損失 α_c の和として表される⁽⁵⁹⁾。

$$\alpha_t = \alpha_d + \alpha_c \quad \dots (3.18)$$

図3.2に示した、一様な誘電体媒質を有するマイクロストリップ線路の誘電体損失 α_d [dB/m] は次式で表される。

$$\alpha_d = 27.3 \left(q \frac{\epsilon_r}{\epsilon_e} \right) \frac{\tan \delta}{\lambda_g} \quad \dots (3.19)$$

ここで、 $\tan \delta$ は誘電体媒質の損失角、 ϵ_e は実効誘電率、 q は実効充填率であり、次式で与えられる。

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10d}{w_e} \right)^{-1} \quad \dots (3.20)$$

$$q = \frac{\epsilon_e - 1}{\epsilon_r - 1} \quad \dots (3.21)$$

また、 w_e は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} w_e &= w + \frac{t}{\pi} \left\{ 1 + \ln \left(\frac{2d}{t} \right) \right\} \quad \left[\frac{w}{d} > \frac{1}{2\pi} > \frac{2t}{d} \right] \\ &= w + \frac{t}{\pi} \left\{ 1 + \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right\} \quad \left[\frac{1}{2\pi} > \frac{w}{d} > \frac{2t}{d} \right] \end{aligned} \quad \dots (3.22)$$

また、導体損失 α_c [dB/m] は、次式で与えられる。

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_o d} \frac{8.68}{2\pi} \left\{ 1 - \left(\frac{w_e}{4d} \right)^2 \right\} \left[1 + \frac{d}{w_e} + \frac{d}{\pi w_e} \left\{ \ln \frac{4\pi w}{t} + \frac{t}{w} \right\} \right] \quad [w/d \leq 1/(2\pi) \text{ のとき}]$$

$$= \frac{R_s}{Z_o d} \frac{8.68}{2\pi} \left\{ 1 - \left(\frac{w_e}{4d} \right)^2 \right\} \left[1 + \frac{d}{w_e} + \frac{d}{\pi w_e} \left\{ \ln \frac{2d}{t} - \frac{t}{d} \right\} \right] \quad [1/(2\pi) \leq w/d \leq 2 \text{ のとき}]$$

$$\begin{aligned} &= \frac{R_s}{Z_o d} \frac{8.68}{\left[\frac{w_e}{d} + \frac{2}{\pi} \ln \left\{ 2\pi e \left(\frac{w_e}{2d} + 0.94 \right) \right\} \right]^2} \left\{ \frac{w_e}{d} + \frac{w_e/(\pi d)}{\frac{w_e}{2d} + 0.94} \right\} \\ &\quad \times \left[1 + \frac{d}{w_e} + \frac{d}{\pi w_e} \left\{ \ln \frac{2d}{t} - \frac{t}{d} \right\} \right] \quad [2 \leq w/d \text{ のとき}] \end{aligned} \quad \dots (3.23)$$

ここで、 R_s は表皮抵抗であり、導電率 σ を用いて次式で与えられる。

$$R_s = 10.88 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{10^7}{\sigma \lambda_o}} \quad \dots (3.24)$$

一方、図3.3に示したトリプレート構造のマイクロストリップ線路で、両接地板間が一様な誘電体で満たされ、 $d_1 = d_2$ の場合の、誘電体損失 α_d [dB/m] および導体損失 α_c [dB/m] は、次式で与えられる。

$$\alpha_d = 27.3 \sqrt{\epsilon_r} \frac{\tan \delta}{\lambda_o} \quad \dots (3.25)$$

$$\alpha_c = \frac{11.402 \sqrt{\epsilon_r} f}{\sqrt{\epsilon_r} Z_o d} \left[1 + \frac{d}{d_o} \left\{ 0.5 + 0.669 \frac{t}{w} - 0.225 \frac{t}{w} + 0.5 \pi \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right\} \right] \quad [w/(d-t) \leq 0.35 \text{ のとき}]$$

$$\begin{aligned} &= \frac{2.02 \times 10^{-3} \sqrt{\epsilon_r} f \sqrt{\epsilon_r} Z_o}{d} \left[\frac{2w/d}{(1-t/d)^2} + \frac{1+t/d}{\pi (1-t/d)^2} \ln \left(\frac{\frac{1}{1-t/d} + 1}{\frac{1}{1-t/d} - 1} \right) \right] \quad [w/d \geq 0.35 \text{ のとき}] \end{aligned} \quad \dots (3.26)$$

ここで

$$d_o = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{t}{\pi w} \left\{ 1 + \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right\} \right] \quad \dots (3.27)$$

である。

3.3.2 電力分配の基本回路構成

(1) $\lambda/4$ 変成器の特性インピーダンス

電力分配回路は主線路と $\lambda/4$ 変成器で構成され、 $\lambda/4$ 変成器の特性インピーダンスは電力分配比と整合条件から決定される。この電力分配回路の一般的な場合についての概略図を図3.5に示す。図3.5において、 Z_0 は入力側主線路の特性インピーダンス、 Z_{0i} は*i*番目の出力側主線路の特性インピーダンス、 Z_{mi} は*i*番目の $\lambda/4$ 変成器の特性インピーダンス、 P_i は*i*番目の分岐線路へ分配される電力（相対比）、 N は分岐数である。図3.5で Z_0 、 Z_{0i} 、 P_i （ $i=1, 2, \dots, N$ ）が与えられたときの Z_{mi} の決定方法を以下に述べる。

分岐点Dから*i*番目の出力側を見込んだインピーダンスを Z_i とすると、

$$\frac{1}{Z_0} = \sum_{j=1}^N \frac{1}{Z_j} \quad \dots (3.28)$$

$$Z_j = \frac{Z_{mj}^2}{Z_{0j}} \quad \dots (3.29)$$

$$Z_j = \frac{P_i}{P_j} Z_i \quad \dots (3.30)$$

式(3.28)～式(3.30)から次式が導かれる。

$$Z_{mi} = \sqrt{Z_0 Z_{0i} \frac{\sum_{j=1}^N P_j}{P_i}} \quad \dots (3.31)$$

以上において、線路損失が無視しうる場合は式(3.31)の P_i はそのまま出力端での電力（相対比）に等しいが、線路損失が無視できない場合は一般に分岐点での分配比と出力端での出力電力の比は異なる。*i*番目の分岐線路について、出力端での電力比を P_{0i} 、分岐点での分配比を P_i とし、出力側主線路の長さおよび損失をそれぞれ L_{0i} 、 α_{0i} 、 $\lambda/4$ 変成器のそれを L_{mi} 、 α_{mi} とすると、 P_i は次式で表される。

$$P_i = P_{0i} \cdot \exp(\alpha_{0i} \cdot L_{0i} + \alpha_{mi} \cdot L_{mi}) \quad \dots (3.32)$$

式(3.31)の P_i として式(3.32)を用いることにより、線路損失を考慮した電力分配器の設計が可能である。

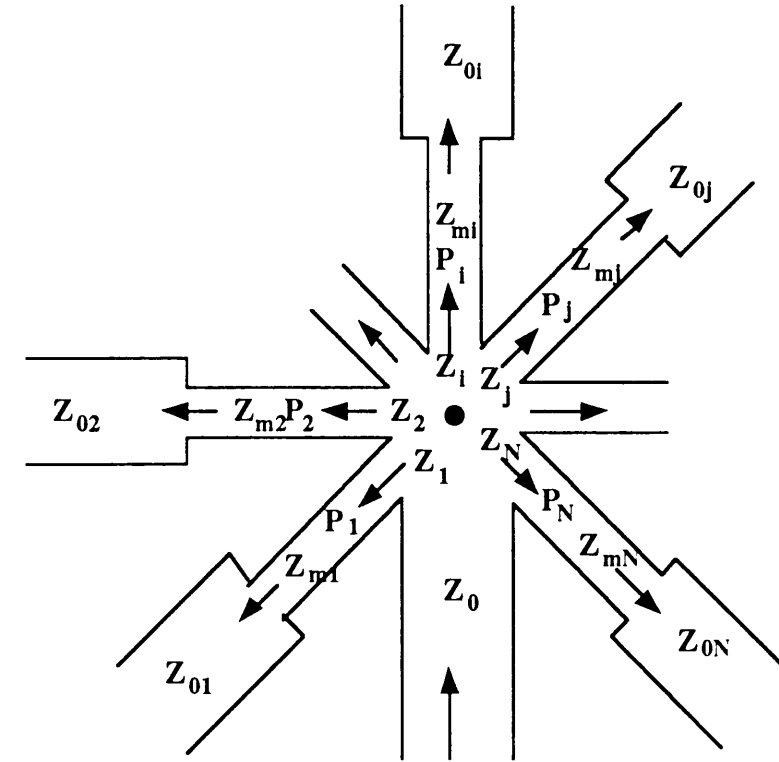


図3.5 電力分配回路の一般的な場合の概略図

(2) 2分配回路

アレーアンテナ用電力分配回路のうち最も簡単な回路であり、重要な構成要素のひとつである2分配回路について具体的な設計手順を示す。

図3.6において回路の入出力主線路の特性インピーダンス Z_{00} 、 Z_{01} 、 Z_{02} をきめると、図3.4と同様のグラフ（使用するプリント基板の種類により異なる）より、 Z_{00} に対応する線路幅 w_0 および Z_{01} 、 Z_{02} に対応するそれぞれの線路幅が得られる。次に、所望の電力分配比 $P_1:P_2$ より、式(3.31)を用いて、各 $\lambda/4$ 変成器の特性インピーダンス Z_{m1} 、 Z_{m2} を求める。この Z_{m1} 、 Z_{m2} の値から、主線路のときと同様にそれぞれの特性インピーダンスに対応する線路幅 w_1 、 w_2 を得る。また、得られた線路幅から λ_g/λ_0 をグラフより読み取り、 λ_0 を設計中心周波数における自由空間波長として、 λ_{g1} 、 λ_{g2} を算出する。以上で求められた w_0 、 w_1 、 w_2 、 λ_{g1} 、 λ_{g2} を用いて2分配回路が設計できる。

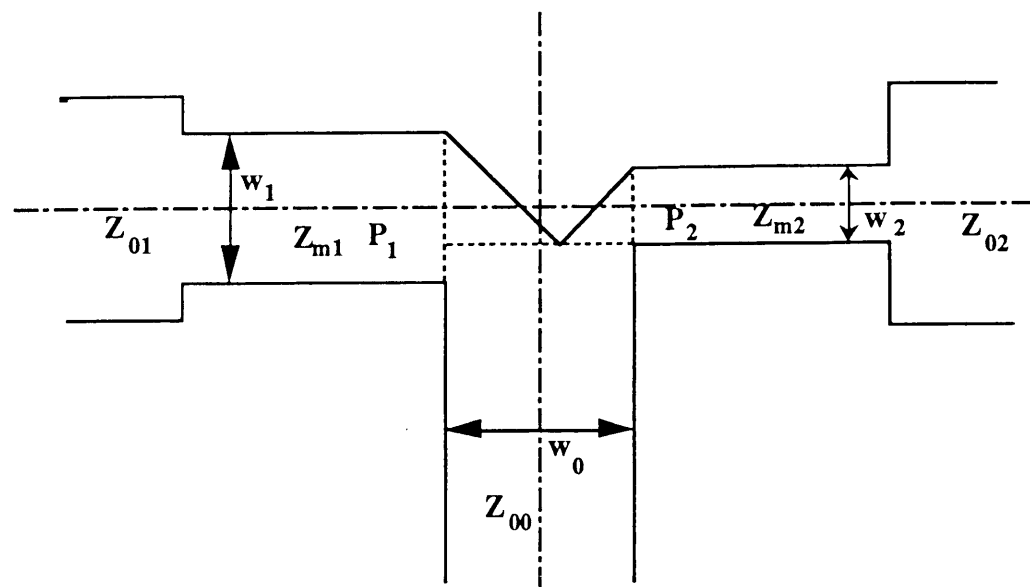


図 3.6 2 分配回路

図 3.6 において、分岐点付近の切り込みは、分岐点に生じるリアクタンス分を除くためのものである。また、この 2 分配回路で $\lambda/4$ 変成器の起点をどこにとるかということは重要な問題であるが、3.3.1 節に示した変分法による解析では λ_g/λ_0 に 2 % 以内の誤差があるため、現在のところ正確に決めることはできない。ただし、 $\lambda/4$ 変成器の帯域が比較的広い ($VSWR \leq 1.2$ で 30%, 2.6GHz 帯で測定) ため実用上はほとんど支障がない。

3.3.3 広帯域 MSA の円偏波励振

第 2 章で述べたように 2 点給電円形 MSA は、 $(90/n)^\circ$ で交わる 2 直線上の各々の点から 90° の位相差で給電したとき円偏波が励振される。

90° 位相差回路としては T 分岐を用いるのが最も簡単であるが、整合がとれていない場合（設計周波数から離れた点など）には放射素子からの反射波が T 分岐で再度反射され、逆旋成分が放射されることから楕円偏波率が劣化する。反射波のレベルと楕円偏波率との関係を図 3.7 に示す。楕円偏波率を 2 dB 以内とするには、反射波のレベルを -19 dB 以下にする必要があり、放射素子の $VSWR$ を 1.25 以下にしなければならない。 $VSWR$ が 1.5 のとき、楕円偏波率は 3.6 dB と劣化する。また、線路長の差を用いているため周波数特性が悪くなる。通常用いられるウィルキンソン形分岐を用いる場合は、楕円偏波率の劣化はないが、周波数特性については同様の問題がある。

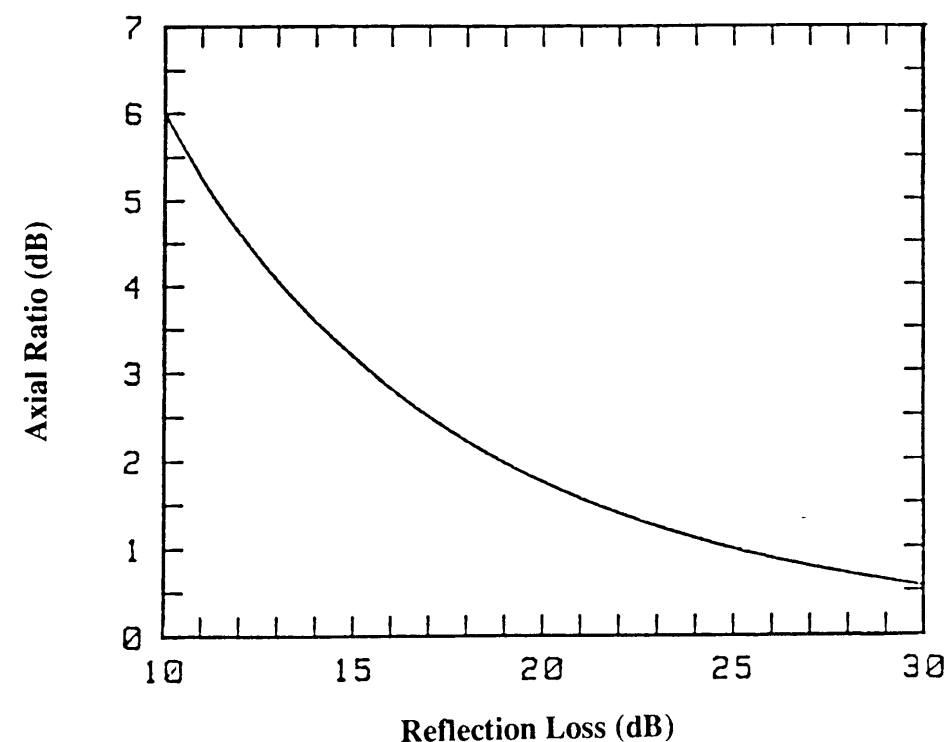


図 3.7 Y 分岐による 90° 位相差発生回路を用いたときの楕円偏波率の劣化〔理論値〕

そこで、本アンテナでは、 90° 位相差回路として、広帯域にわたって 90° の位相差が補償され、かつ反射波がダミー端で終端されるハイブリッドを用いた、3 dB ハイブリッドのアイソレーション端子を終端することにより、楕円偏波率の劣化を除くことができると共に、放射素子自体の反射波も終端で吸収されるため、VSWR 特性改善の面でも有効である。

ハイブリッドには、ブランチライン形、結合線路形、ラットレース形等がある。3 者の理想状態における特性の計算値を表 3.1 に示す。表 3.1 において明らかなように、ハイブリッドとしては、結合線路形が最も良いが、回路が多層構造となる欠点がある。後に示す 4×4 素子ブロードサイドアレーのように、放射素子と給電回路を同一面に配置する場合には、ブランチライン形の使用が望ましい。ブランチライン形の欠点は、使用帯域が狭い点であるが、通常の通信における 10% 程度の帯域においては充分使用可能な特性を有している。

表 3.1 各種ハイブリッドの比較

| | ブランチライン形 | 結合線路形 | ラットレース形 |
|----------|---|-----------|-----------------------|
| VSWR | 1.16 | 1.0 | 1.045 |
| アイソレーション | 23dB | ∞ | 33.5dB |
| 分配比 | $3 + 0 \text{ dB}$ -0.1 dB | 3 dB | $3 + 0.05 \text{ dB}$ |
| 位相差 | 0.1° | 0° | 2.5° |

(注) 理想状態での使用全帯域における最悪値を示した。

ブランチライン形ハイブリッドを用いた円偏波放射素子の形状を図 3.8 に示す。給電端から給電された電磁波は、ハイブリッドにより 90° の位相差で 2 分岐され放射素子に給電される。素子からの反射成分はハイブリッドのアイソレーション端子に出力される。そこで、アイソレーション端子には無反射終端が必要となるが、この端子をアースする代わりに、片側が開放された 4 分の 1 波長線路を利用して整合負荷をアースすることにした。これにより、基板に穴をあける必要がなくなり、製作工程は著しく簡易となる。

給電線路の主線路の特性インピーダンスは放射素子のエッジの入力インピーダンスと同じにしている。これにより、線路のインピーダンスを 50Ω に決定する通常の配線法に比べて、 4 分の 1 波長の整合用線路を省略でき、給電回路はコンパクトになる。

また、本アンテナのように無給電素子を用いることにより、放射素子のエッジの入力インピーダンスは低くなるため、主線路のインピーダンスは $80 \sim 100 \Omega$ に設定でき、線路損失を少なくすることが可能である。

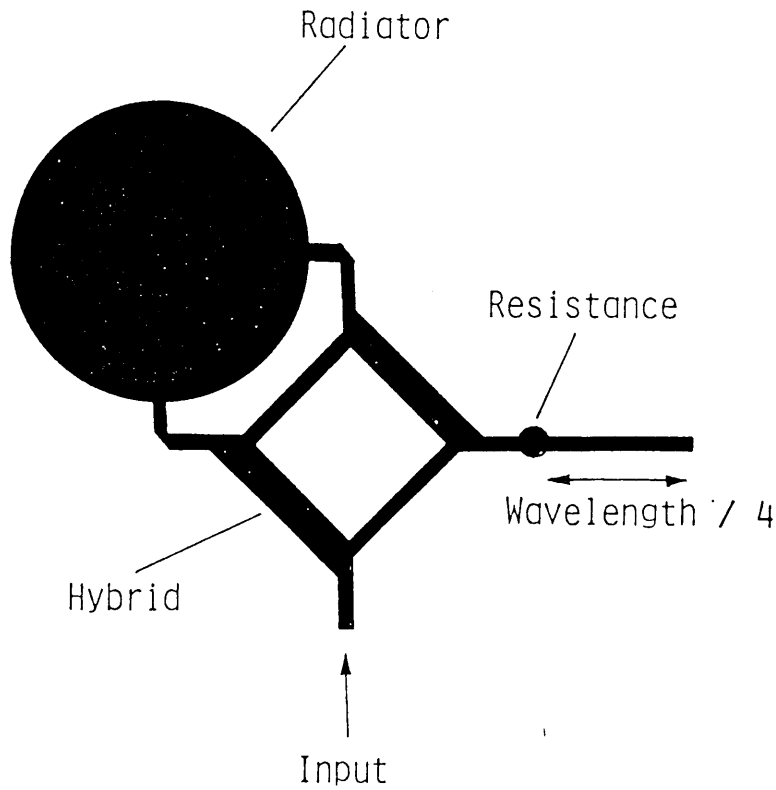


図 3.8 ブランチライン形ハイブリッドの形状

3.3.4 広帯域MSAと給電回路との相互結合

同一面給電回路を構成する際に問題となる放射素子と給電線路の間の相互結合について検討する⁽³⁶⁾。

平面上に広帯域MSAと 50Ω のマイクロストリップ線路を配置した場合の両者の相互結合量のSバンドにおける実測値を図3.9に示す。測定に用いた素子の帯域特性は、2.4.3節で述べた広帯域円形MSAの素子間相互結合の測定に用いたものと同じである。図3.9において、広帯域円形MSAに励振される電界に対して平行に 50Ω のマイクロストリップ線路を配置したときの相互結合量を実線で、一方、電界に対して直交方向に 50Ω のマイクロストリップ線路を配置したときの相互結合量を破線で示す。図3.9より、素子に励振される電界の方向が線路と平行な場合の方が、直交する場合に比べて結合が大きいことがわかる。

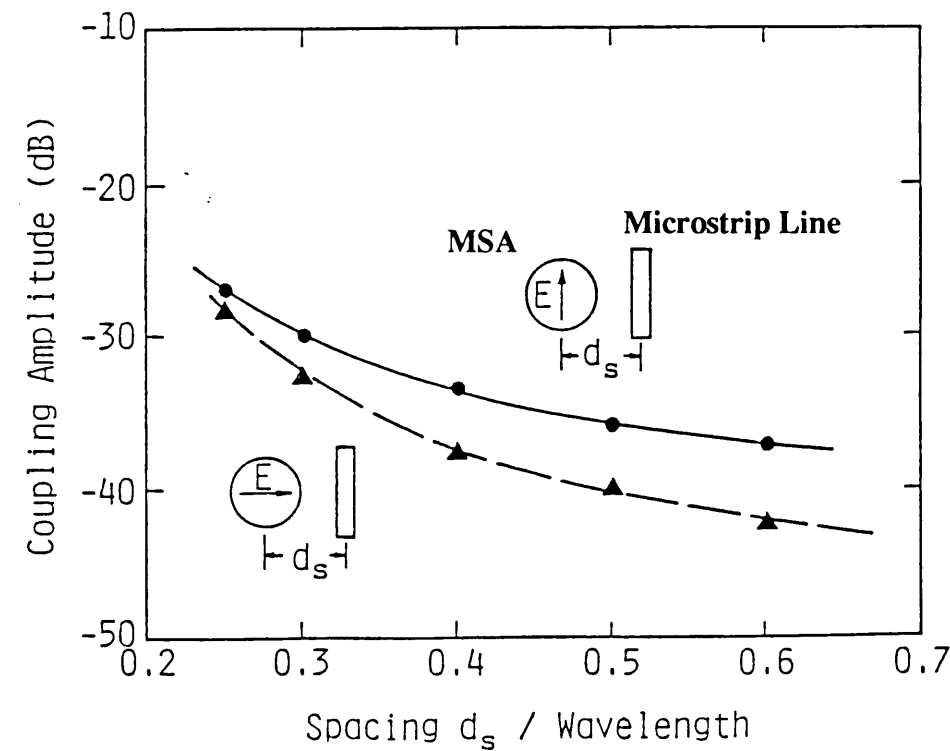


図3.9 広帯域円形MSAとマイクロストリップ線路との相互結合量

3.4 同一面給電平面アレーの設計

3.4.1 励振振幅分布と素子配列

3.2節で述べたように、同一面給電回路の配線の簡易さを考慮して、ここでは四角配列の平面アレーについて検討する。アレーの設計を試みるための具体的な設計対象として、衛星を用いたSバンド船舶通信用の船舶局アンテナを考える。利得は18～20dB程度、サイドローブレベルは -20 dB以下を目標とし、素子配列は 4×4 素子とする。

励振振幅分布は、 -20 dB程度のサイドローブレベルを実現するように、Dolph-Tschebyscheff 分布⁽⁶⁰⁾を採用し、低サイドローブ化を図った。素子間隔0.75波長の 4×4 素子アレーについて、20dB Dolph-Tschebyscheff 分布のときの放射指向性を均一分布のときと比較して図3.10に示す。均一分布に比べてサイドローブレベルが改善されているのが分かる。このとき、利得は0.3dB低くなっている。

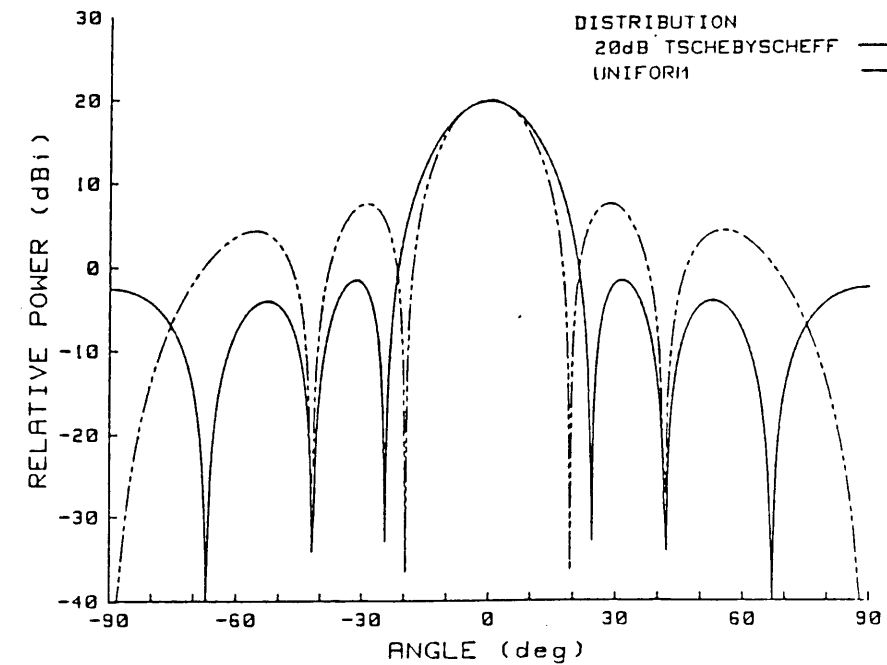


図3.10 励振振幅分布に対する放射指向性の変化

Dolph-Tschebyscheff 分布は、サイドロープのレベルがすべて等しく、かつ与えられたサイドロープに対してビーム幅を最小とするものであり、等方性波源に対して適用される。従って、通常は素子指向性を有しているため、設計したサイドロープレベルよりも低いサイドロープが得られる。N 素子アレーの場合の各素子の振幅は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 a_1 &= 1 \\
 a_2 &= (N-1) x_0 \\
 a_n &= (N-1) x_0 \left\{ 1 + \sum_{m=1}^{n-2} \left(\prod_{k=1}^m \frac{n-k-1}{k} \cdot \frac{N-n-k}{k+1} \right) x_0^m \right\} \\
 &\quad [3 \leq n \leq (N+1)/2 \text{ のとき}] \\
 x_0 &= \tanh^2 \left\{ \frac{\ln(r + \sqrt{r^2 - 1})}{N-1} \right\} \\
 r &= 10^{-\frac{S}{20}} \quad \dots (3.33)
 \end{aligned}$$

ここで、S はサイドロープレベル (dB) である。

配列素子の間隔は、利得とサイドロープレベルによって決定される。3.2 節の式(3.5)を用いて、素子間隔を変えたときの放射指向性を計算した結果を図 3.11 に示す。図 3.11 に基づき、指向性利得、第 1 サイドロープレベル、および 90° 方向のレベルに着目して、素子間隔の変化に対する変化を図 3.12 に示す。ここで、素子数は 4 × 4 素子、振幅分布は、20dB Dolph-Tschebyscheff 分布としている。本アンテナのような少数素子アレーにおいては、グレーティングローブによる 90° 方向のレベル上昇を考える必要がある。図 3.10 においては、0.8 波長以上に間隔を選ぶと 90° 方向のレベルが -20dB より大きくなる。つまり、サイドロープレベルを -20 dB 以下とし、使用帯域にわたって最大利得を得るためには、中心周波数で 0.78 波長程度の素子間隔に選ぶ必要があることが分かる。

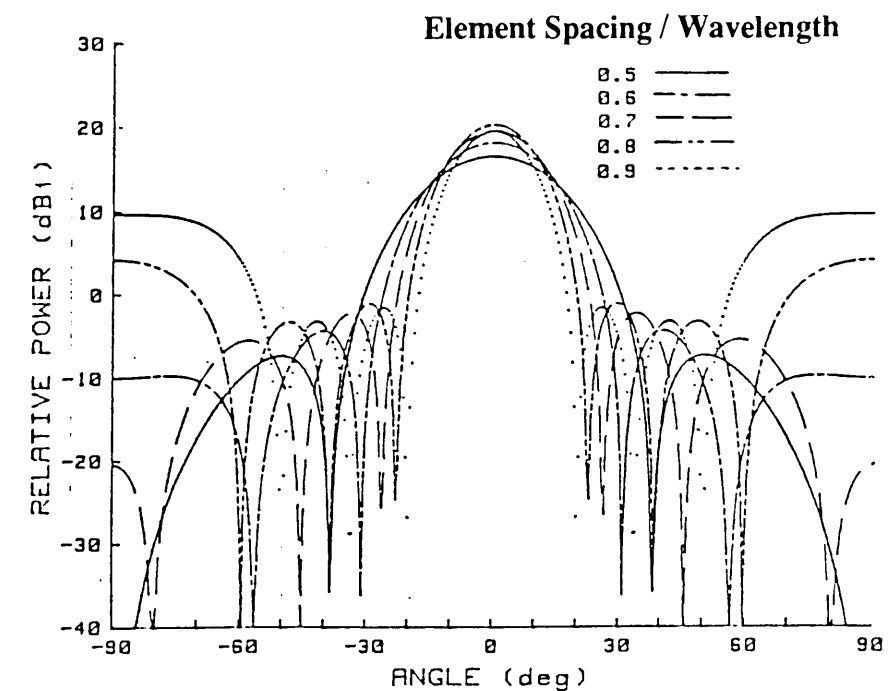


図 3.11 素子間隔に対する放射指向性の変化

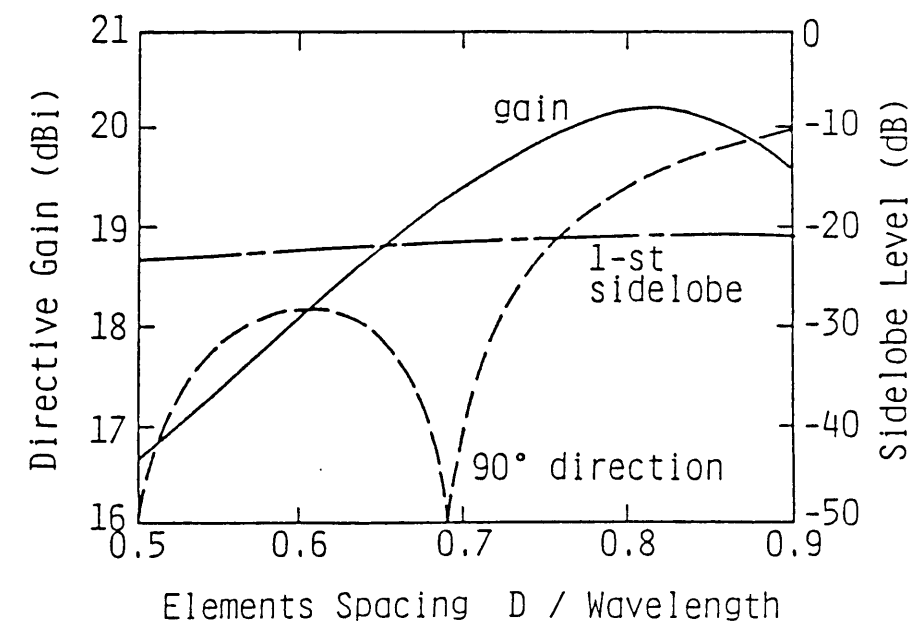


図 3.12 指向性利得およびサイドロープレベルと素子間隔の関係

3.4.2 4×4 分配同一面給電回路

3.3節で述べた検討に基づいて、4×4 分配同一面給電回路を設計した。4×4 分配同一面給電回路の形状を励振素子およびハイブリッドとともに図3.13に示す。給電岐路は、Y分岐の組み合わせで構成し、振幅分布が20dB Dolph-Tschebyscheff分布となるようにマイクロストリップ線路を用いた給電線路のインピーダンス比を調整し、また各素子への給電位相が同位相となるように線路を配置している。図3.13に示すように分配回路は励振素子と同一面に配置しており、図の真中の丸い点が給電点であり、裏側から給電される。

なお、励振素子と同一面に回路を配置しているため、分配回路からの放射の影響が考えられる。そこで4×4 分配同一面給電回路を試作し、放射レベルを測定した結果、主ビームのレベルに比べて-24dB以下であることが明らかとなった。

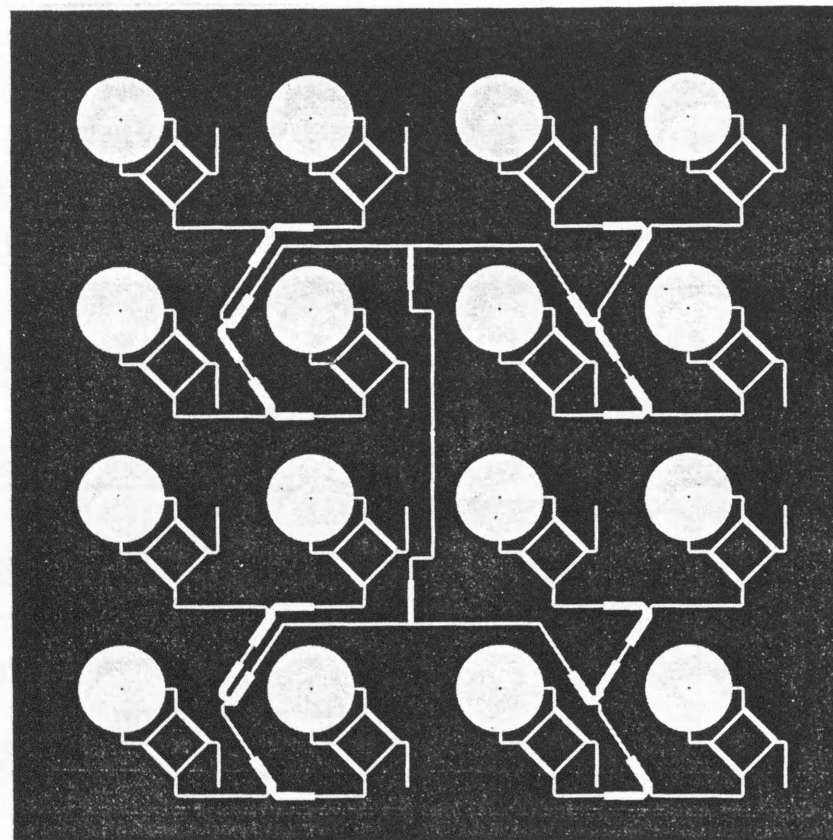


図3.13 4×4 分配同一面給電回路の形状

3.5 試作アンテナの構造と特性

3.5.1 試作アンテナの構造

2.7GHz帯で試作したアンテナ⁽⁶¹⁾の外観を図3.14に示す。アンテナは厚さ1.6mm の2枚のテフロンガラスラミネート基板から構成され、1枚は図3.13に示した励振素子と給電回路、もう1枚は無給電素子をプリントしている。アースピンとして径2mmの金属ビスを用いており、これは同時に上下の素子の間隔を保つ役目を果している。

なお、図3.14には無給電素子が外から見える状態で構成したものを示したが、実際には耐候性を考慮して、無給電素子のある基板を上下逆さにして外側から素子が見えない状態で構成している。本アンテナの大きさは、縦380mm、横380mm、厚さ20mmである。

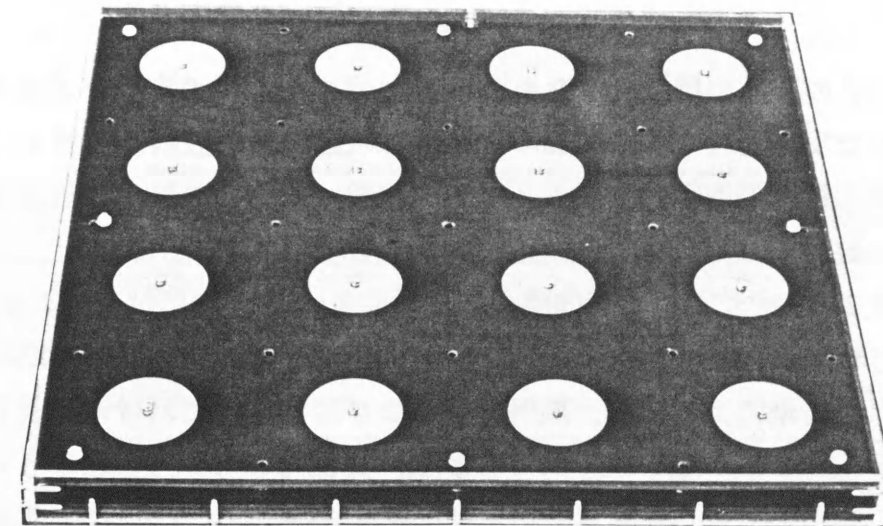


図3.14 試作アンテナの外観

3.5.2 試作アンテナの特性

図 3.15 に試作アンテナの給電端から見た VSWR 特性を示す。VSWR 1.5 以下となる比帯域は 8.5 % である。本アンテナは、放射素子への給電にハイブリッドを用いているため、放射素子からの反射はハイブリッドのダミー端子に進む。従って、図 3.15 に示す VSWR 特性は主にハイブリッドと給電分配回路の特性を表している。

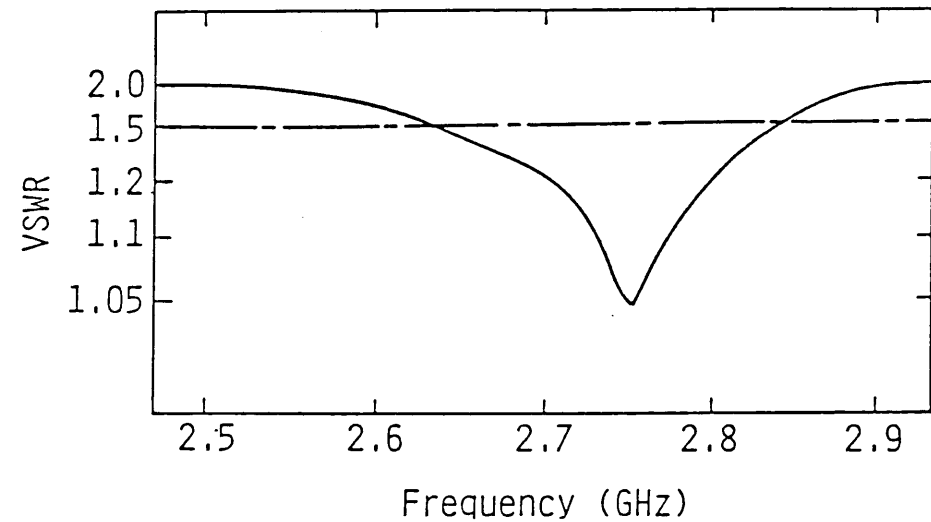


図 3.15 試作アンテナの VSWR 特性

試作アンテナの利得の周波数特性を図 3.16 に示す。図中の実線は基準アンテナとの比較から求めた実測利得を示しており、破線は次節で示す放射指向性のパターン積分から求めた指向性利得を示している。また、点線で示す曲線群は開口能率と利得の関係を示している。

設計周波数 2.7GHz における指向性利得の理論値は図 3.12 に示したように 20.2dBi であり、測定値と良く一致している。指向性利得と実測利得との差は、VSWR 特性および楕円偏波率の劣化による損失、放射素子および給電回路における損失によるものである。利得低下要因と劣化量を表 3.2 に示す。表 3.2 から明らかなように、設計周波数 (2.7GHz) においては、放射素子からの反射波は殆ど無く、VSWR 特性および楕円偏波率の劣化も小さいため、指向性利得と実測利得の差 0.8dB は殆ど放射素子および給電回路における損失と推定できる。また、2.6 ~ 2.8 GHz の帯域にわたって、実測利得から求めた開口能率は 62 % であり放射素子の広帯域性は明らかである。

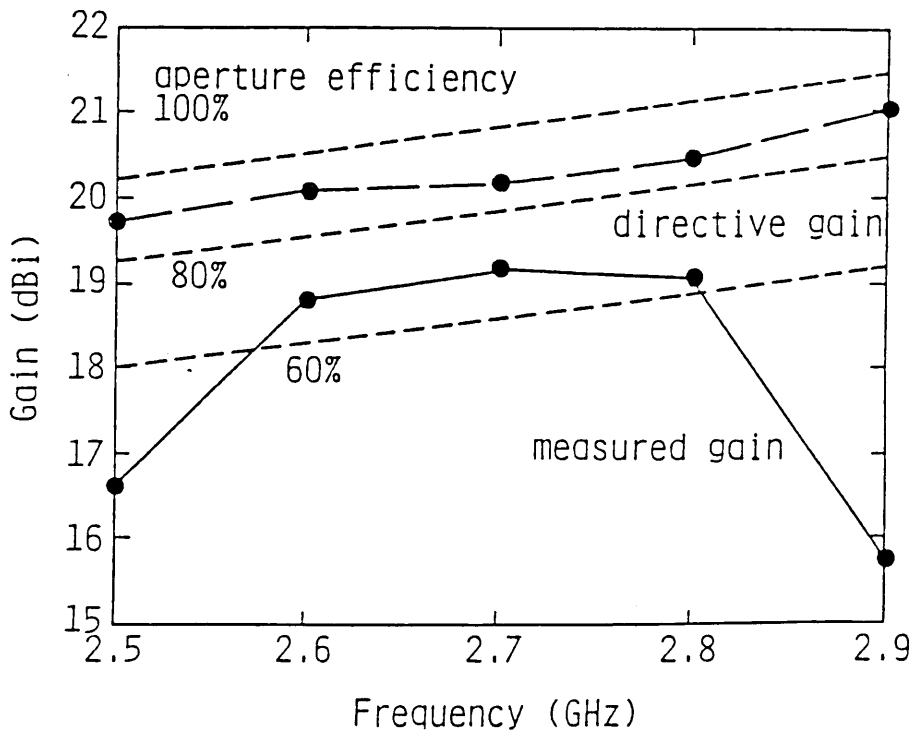


図 3.16 試作アンテナの利得の周波数特性

表 3.2 利得低下要因と劣化量

| | | 2.5 GHz | 2.7 GHz |
|-------|------|---------|---------|
| 線路損失 | | 0.9 dB | 0.95 dB |
| 不整合 | 放射素子 | 0.95 | 0.05 |
| | 給電回路 | 0.5 | 0.03 |
| 楕円偏波率 | | 0.3 | 0.0 |
| 計 | | 2.65 | 1.03 |

図3.17に試作アンテナの2.6GHzにおける放射指向性を示す。実線は正偏波、破線は交差偏波である。3dBビーム幅は 19.2° ，サイドローブレベルは-22dB以下であり，設計周波数から離れた点においても計算値と良く一致することが確認された。また，交差偏波識別度は21.7dB以上である。放射素子と同一面に配置された給電回路からの放射は，放射素子の代わりに各素子の給電点を終端して測定した結果，3.4.2節に示したように，ピークに比べて-24dBの放射レベルであった。

楕円偏波率が2dB以内となる周波数の比帯域は9.2%であり，広帯域にわたって良好な軸比が得られた。

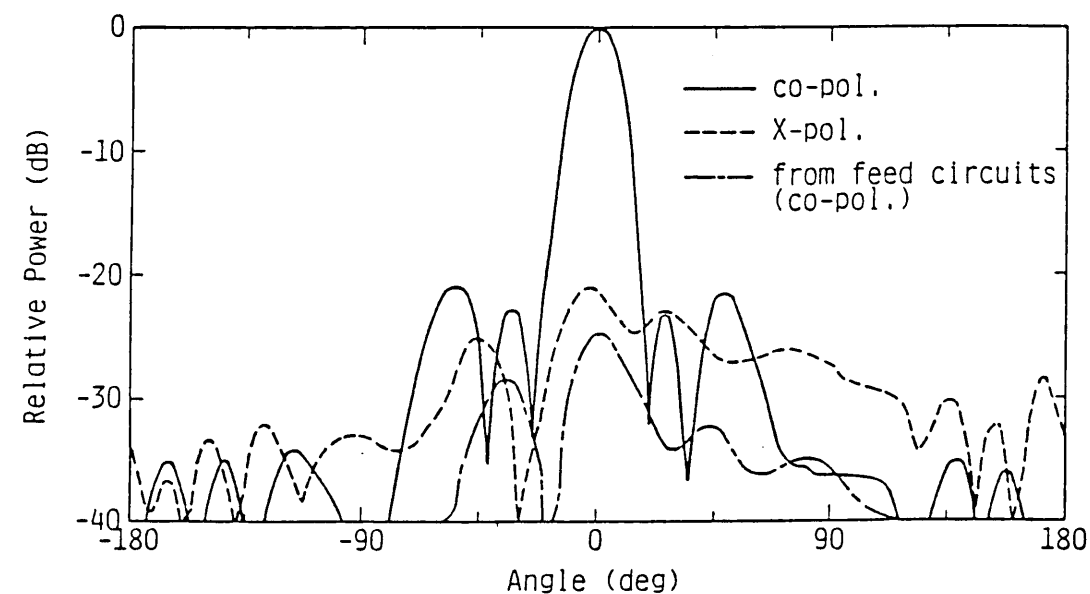


図3.17 試作アンテナの放射指向性

3.5.3 ショートバックファイアアンテナとの比較

ここで述べたMSAAの有用性を明らかにするために，低利得のアンテナでは最も開口能率が高いと言われているショートバックファイアアンテナと特性比較を行った。

図3.18に，ショートバックファイアアンテナの概観図を示す。ショートバックファイアアンテナは，開口径が2～2.5波長程度の共振形のアンテナであり，通常，反射板付きのダイポールアンテナで給電している。

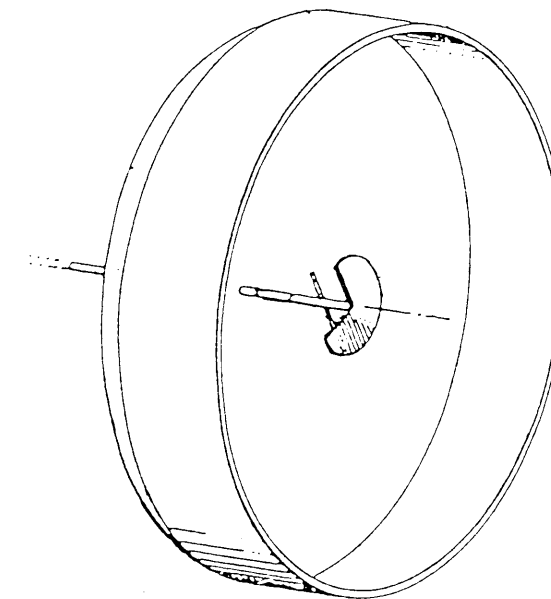


図3.18 ショートバックファイアアンテナの概観図

図3.18に示したショートバックファイアアンテナと本章で述べたMSAAについて，波長で規格化した開口面積と利得の関係を図3.19に示す。

従来，ショートバックファイアアンテナの開口能率は100%以上得られると報告されている⁽⁶²⁾。しかし，報告の値は放射指向性の積分から求めた指向性利得に基づいており，筆者等が行った実験および既に発表されている文献⁽⁶³⁾による限りでは，実測利得はこの指向性利得と異なり図中の■印で示されるように最大16dBi，能率も最大75%が限度である。特に，ショートバックファイアアンテナは共振形であることから，利得はその構造上限界があり，高利得を得ることは困難である。また，使用帯域も狭帯域である。

一方、本論文で述べたMSAAの実測利得は、図3.19の●印で示すように、能率で最大72%の特性を有し、また利得についても、素子数あるいは開口径を変えれば原理的には限界はない。サイドローブもショートバックファイアアンテナと異なり、放射素子の励振振幅分布を選ぶことにより自由に制御できる利点がある。

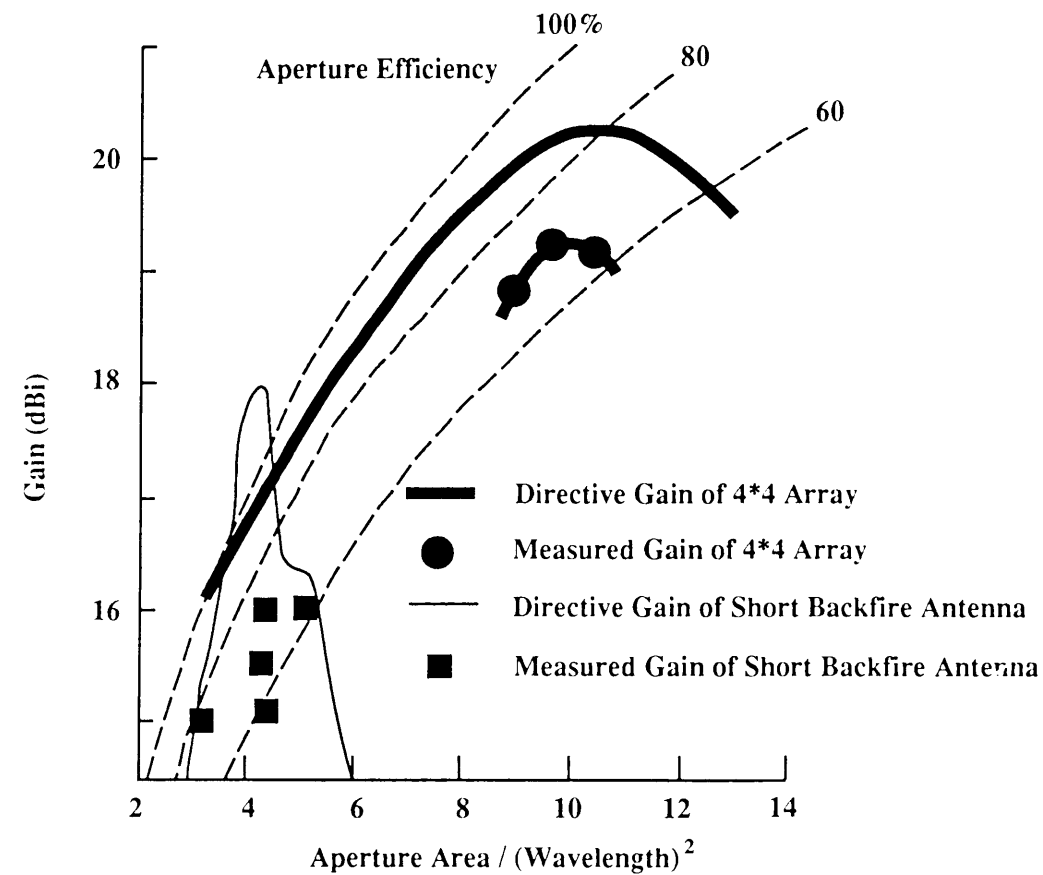


図3.19 ショートバックファイアアンテナとの比較

3.6 むすび

MSAAの通信への適用を目的として、第2章で述べた広帯域円形MSAを用いたアレーの広帯域化および給電回路構成の簡易化・最適化についての検討を行い、実用性を明らかにした。

アレーの帯域は放射素子で決まるため、所要の帯域特性を得るために、ここでは、比帯域9%の広帯域円形MSAを用いた。

給電回路構成の簡易化については、放射素子との同一面化を図り、多層構造の給電回路に比べて簡易で損失の少ない回路構成の実現を図った。同一面構成において問題となる放射素子と給電回路との相互結合については、本試作アンテナの場合-25dB以下であることが明らかとなり、また給電回路からの放射レベルはピークに比べて-24dB以下であることが明らかとなった。

これらの検討に基づいて、その適用例としてSバンド船舶衛星通信用船舶局アンテナを試作した結果、比帯域8.5%にわたって、利得18.8dBi以上、能率62%以上、サイドローブレベル-22dB以下、VSWR 1.5以下の特性を有することが明らかとなった。本試作アンテナは従来Sバンド近辺で最も高能率で優れていると言われているショートバックファイアアンテナと比べても、広帯域特性および能率の点で優れている。以上のことから、広帯域で高能率なMSAA設計法の妥当性を確認するとともに通信用アンテナとしての実用の可能性を得た。

なお、ここでは示さなかったが、直線偏波で動作するMSAAについても、本アレーと同様に設計可能である⁽⁶⁴⁾。

第4章 円形配列円錐ビームアレーアンテナ

4.1 まえがき

本章では、第2章で述べた楕円形MSA素子を用いて円形配列アレーを構成し、その指向性合成により円錐ビームを得る方法を提案する。

移動体-衛星間通信に用いる移動体搭載用アンテナにおいては、移動体の移動に伴う衛星追尾のためにアンテナの指向方向を制御する必要がある。この追尾駆動制御機構はアンテナ系の価格のかなりの部分をしめるため、追尾駆動系を含むアンテナ系の経済化を図るためには、追尾不要であることが望ましい。

追尾不要とする方法のひとつとして円錐ビームを有するアンテナを用いる方法がある。円錐ビームとは、垂直面内のある方向にピークを持ち、水平方向は無指向性のビームであり、図4.1の概念図に示すように、移動体の旋回あるいは進路変更に対しても追尾不要となる。

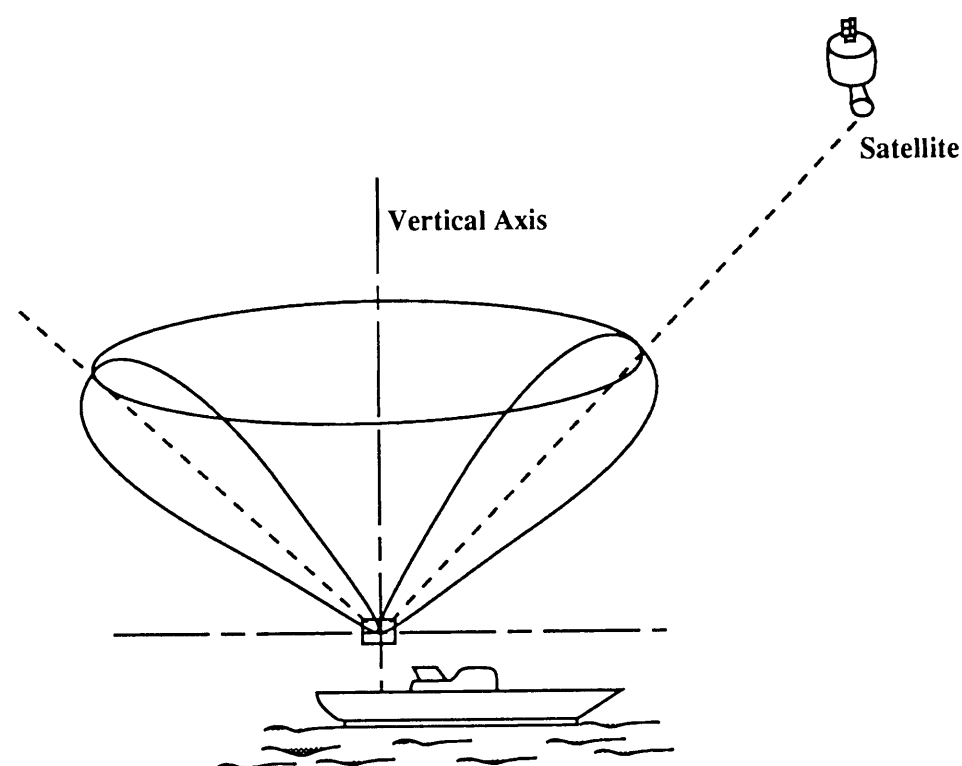


図4.1 円錐ビームアンテナの概念図

この種のアンテナとして、垂直偏波を用いる場合には、2.2.1節で述べたように、 TM_{010} モードを励振させた円形MSAで簡単に実現できる⁽⁶⁵⁾。しかし、円偏波の場合には、単一素子で円錐ビームを実現することは難しい。

従来、円偏波円錐ビームを有するアンテナとして、クロスダイポールアレーを用いた例⁽⁶⁶⁾や、円板とダイポールアレーを組み合わせた例⁽⁶⁷⁾、また、第2章で示した高次モード(TM_{210} モード等)励振MSAを用いた例⁽⁵⁴⁾⁽⁶⁸⁾がある。しかし、前者はいずれも立体的で占有体積が大きい欠点があり、また高次モード励振MSAは、設計の自由度が少ないという欠点があった。

本章では、放射素子として2.2.3節で述べた1点給電楕円形MSAおよび2.5節で述べた二周波数帯共用楕円形MSAを用いてロープロファイルで簡易な構成の円形配列アレーを構成し、円錐ビームアンテナを得る方法を提案する⁽⁶⁹⁾⁽³⁵⁾。

まず、4.2節では、アレーの指向性合成に基づく円錐ビームアレーアンテナの動作原理と、それをMSAを用いて実現する際のアンテナの基本構成を示す。4.3節では、MSAを用いて円錐ビームを得るための素子配列および給電分配回路の設計法について述べる。これらの検討に基づき、4.4節で、円偏波円錐ビームを有する円形配列マイクロストリップアレーアンテナの構造について述べ、実際に試作したアンテナの特性の測定により設計法の妥当性を明らかにする。

4.2 円錐ビームアレーの動作原理と構成

2素子のアレーの指向性合成について考える。2つの放射素子の各々に互いに逆相となるように給電すると、配列面内の放射指向性は、図4.2に示すように、放射素子の配列面に垂直な方向（以下、ブロードサイドと呼ぶ）はヌルで、双峰性のピークを有するビームが得られる。本アンテナは、この原理を応用したものである。円形に配列した放射素子の相向かい合う素子の給電位相が逆相となるように給電すれば、図4.2から明らかなように、ブロードサイドの放射電界は相殺され、円錐ビームが得られることが予想される。

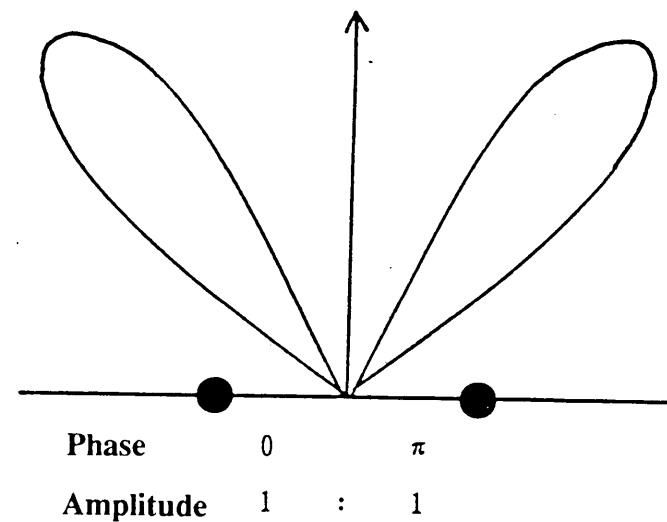


図4.2 2素子アレーが双峰性のビームを持つことの説明図

概略構成を図4.3に示す。各MSA素子は、円形配列の中心に対して回転対称に配置することとし、給電回路は、等分配で等しい長さの回路とする。このとき、円形配列の相向かい合う素子の励振ベクトルの方向は逆方向となり、等価的に逆相励振したように見える。

直線偏波で用いる場合は、放射素子としては、円形MSAをはじめ、任意形状のMSAでも可能である。一方、円偏波で用いる場合は、楕円偏波率の最も良いのは2点給電した円形MSAであるが、ここでは、給電回路の構成面からの制約から、第2章で述べた1点給電楕円形MSAを採用することにした。

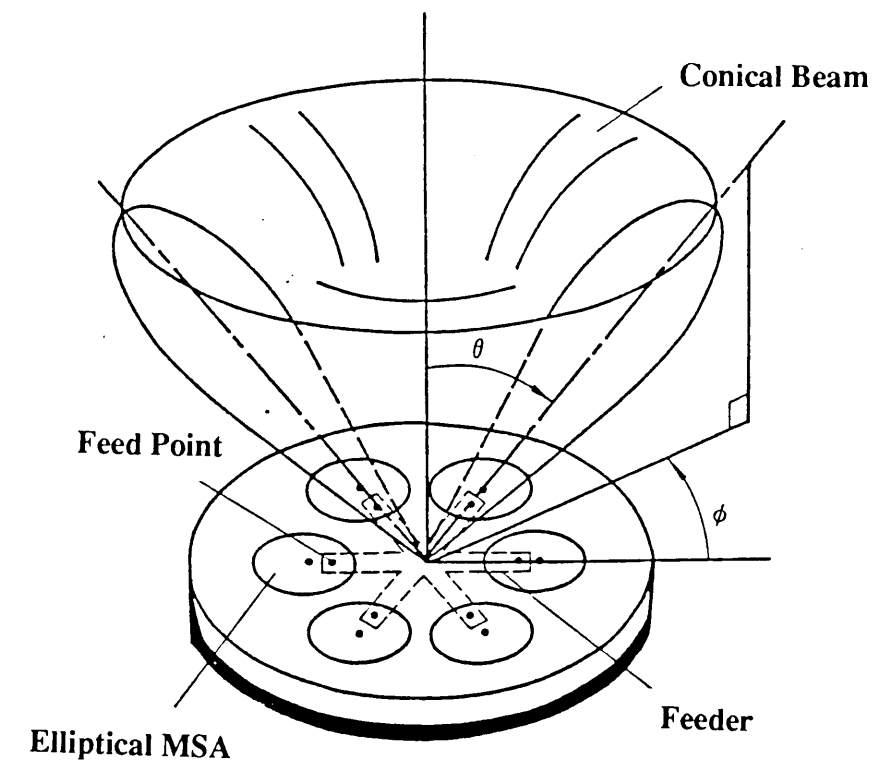


図4.3 円錐ビームアンテナの概略構成

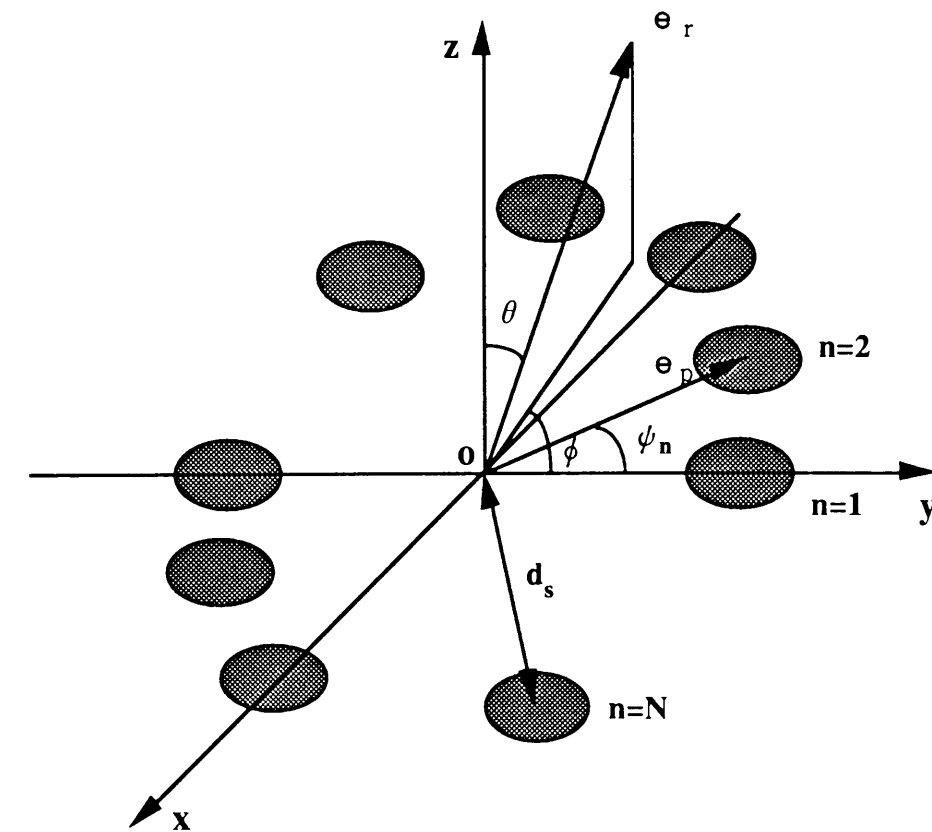


図4.4 円形配列アレーの座標系

円形配列アレーアンテナの座標系を図4.4に示す。図4.4の放射素子は円形配列の中心に対して回転対称に配置しており、相向かい合う素子は逆相で給電されている。

この配列による円錐ビームアレーアンテナの放射指向性 $|E(\theta, \phi)|$ は次式で与えられる。

$$|E(\theta, \phi)| = \left| \sum_{n=1}^N g_c(\theta, \phi - \psi_n) \cdot \exp[jk_0(\mathbf{e}_r \cdot \mathbf{e}_p) - j\psi_n] \right| \quad \dots (4.1)$$

ここで、 $g_c(\theta, \phi)$ は、素子指向性（エレメントパターン）である。 \mathbf{e}_r は放射ベクトル、 \mathbf{e}_p は素子の位置ベクトルであり、配列半径を d_s としたとき次式で与えられる。

$$\mathbf{e}_r = (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi, \cos \theta) \quad \dots (4.2)$$

$$\mathbf{e}_p = (d_s \cos \psi_n, d_s \sin \psi_n, 0) \quad \dots (4.3)$$

また、 ψ_n は n 番目の素子の配列角度位置を示し次式で与えられる。

$$\psi_n = \frac{2\pi(n-1)}{N} \quad \dots (4.4)$$

円錐ビームアレーの指向性利得 $D_a(\theta, \phi)$ は、式(4.1)を用いて次式で与えられる。

$$D_a(\theta, \phi) = \frac{4\pi |E(\theta, \phi)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E(\theta, \phi)|^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi} \quad \dots (4.5)$$

4.3 円錐ビームアレーの設計法

4.3.1 素子配列

円形配列アレーの素子数 N 、素子配列半径 d_s および比誘電率 ϵ_r が放射指向性に及ぼす影響を式(4.5)を用いた計算により明らかにする。

素子数 N をパラメータとしたときの、素子配列半径 d_s に対する円錐ビームアレーの指向性利得の変化を図4.5に示す。各素子数に対して2本ある曲線の上側の曲線は、各垂直面内の最大指向性利得の最大値を示し、下側の曲線は、各垂直面内の最大指向性利得の最小値を示している。同じく素子配列半径 d_s に対する円錐ビームの主ビームの方向を図4.6示す。ここで、比誘電率 ϵ_r は2.55としている。

素子数 N を増すことにより、最大指向性利得、主ビームの方向ともに一定値に収束する。素子数が4素子の場合、利得が高いように思われるが、同時に利得偏差が大きく、実効的な利得は6素子や8素子に比べて低くなる。図4.5および図4.6より、素子数は6素子以上であれば利得および指向性はほぼ最良値に等しいことが判る。

一方、素子間隔 d_s を大きくするにしたがって、利得は上昇するが、同時に主ビームの方向は鉛直軸に近づく。すなわち、素子配列半径 d_s は、利得と主ビームの方向とを勘案することによって決定する必要がある。例えば、利得6dBi、主ビームの方向を鉛直から35°近辺に選ぶためには、素子配列半径 d_s は0.4波長前後に選ぶ必要がある。

図4.7および図4.8に、比誘電率 ϵ_r に対する指向性利得、円錐ビームの主ビームの方向を示す。図中のパラメータは、素子配列半径 d_s である。素子数 N は6素子としている。比誘電率 ϵ_r の増加に伴い、最大指向性利得、主ビームの方向ともに一定値に収束する。また、比誘電率 ϵ_r が4以上になると殆ど変化しないことが分かる。

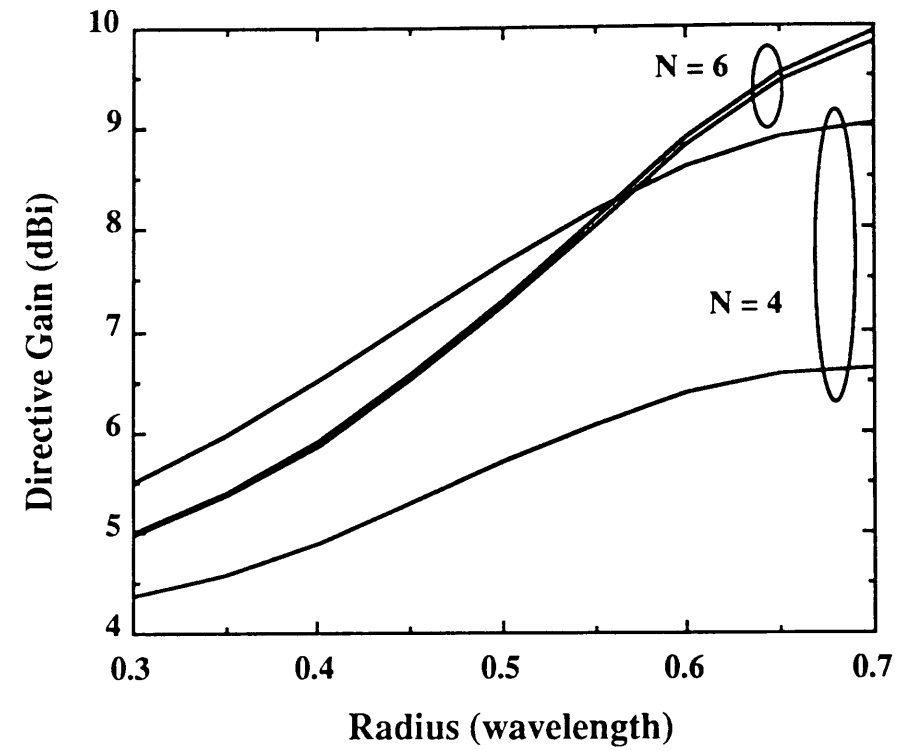


図 4.5 配列半径に対する円錐ビームの指向性利得

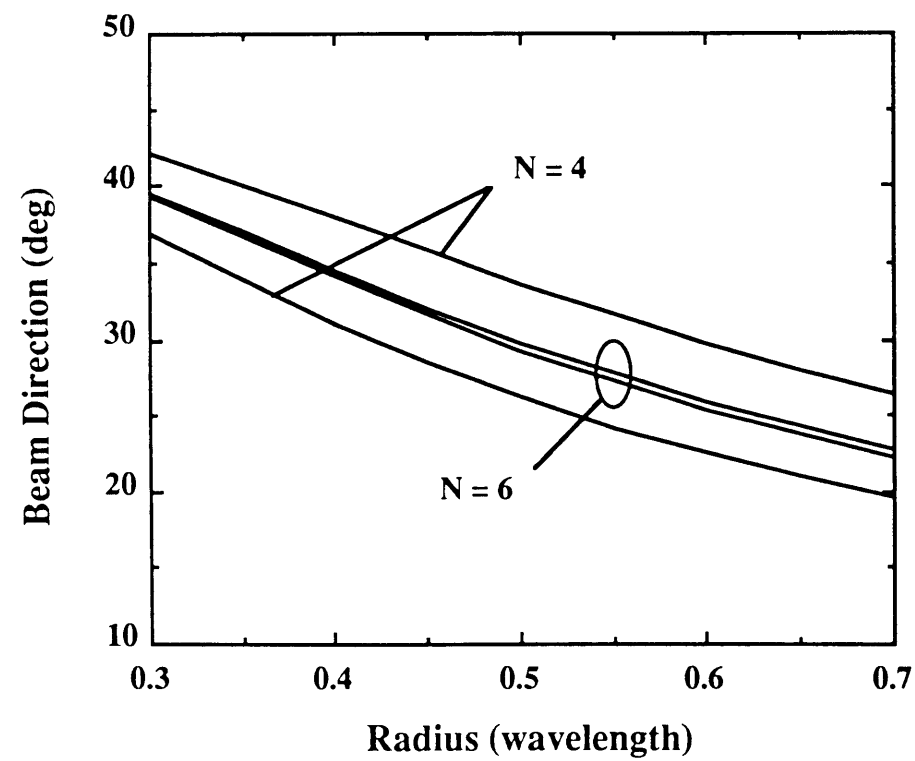


図 4.6 配列半径に対する円錐ビームの主ビーム方向

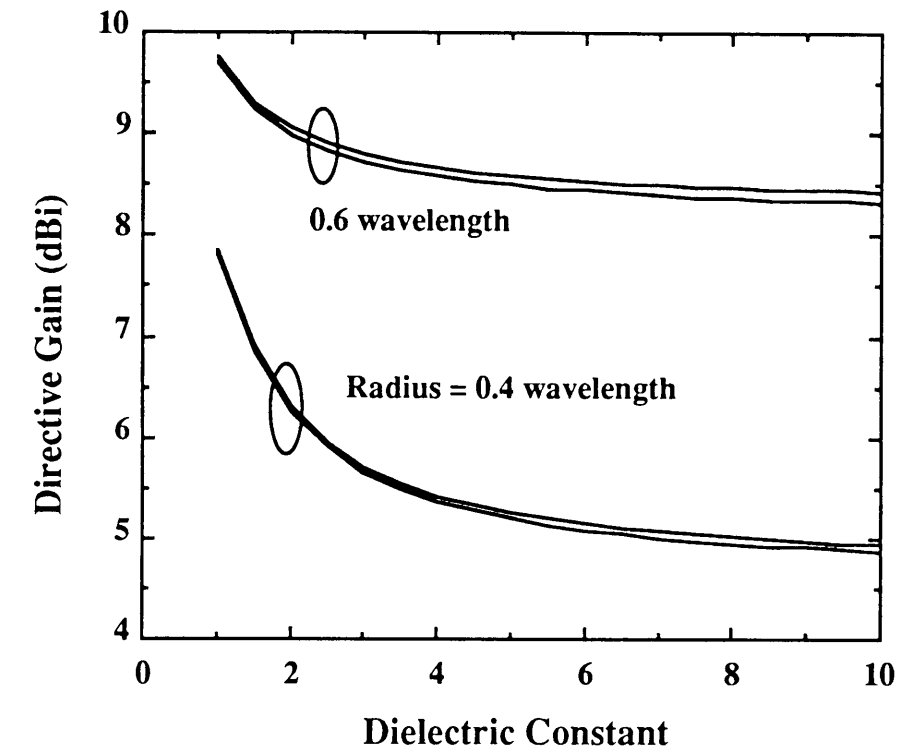


図 4.7 比誘電率に対する円錐ビームの指向性利得

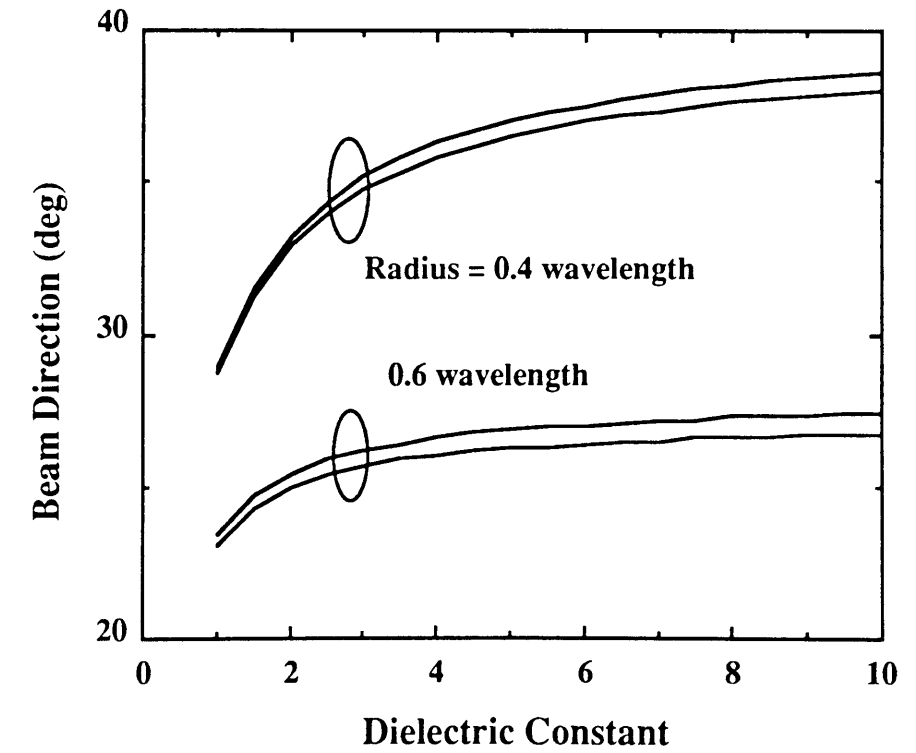


図 4.8 比誘電率に対する円錐ビームの主ビーム方向

4.3.2 電力分配回路

通常のアレーアンテナに用いる電力分配回路は、3.3.2節で述べた2分配回路の組み合わせで実現できる。しかし、複雑な組み合わせは、設計が難しくなるのに加え、線路長の増加による損失の増大や $\lambda/4$ 変成器の多用による周波数特性の劣化を招くことになる。特に、本章で扱う円形配列アレーの場合には、回路の簡単化、給電点から各素子に到る線路中の $\lambda/4$ 変成器の減少という観点から、放射状の電力分配回路が有利である。

ここで用いる電力分配回路は、4.2節で述べたように、等分配で等しい長さの回路である。放射状等N分配回路の概略構成を図4.9に示す。電力分配回路の各線路および $\lambda/4$ 変成器の特性インピーダンスおよび管内波長の決定法は、3.3.2節で述べた方法と同様である。各特性インピーダンスを与える線路幅は、3.3.1節に示した変分法を用いた計算法により求める。ただし、給電方法は、同軸線路により接地板側より給電するため、入力側主線路の特性インピーダンスは、同軸線路のインピーダンスを用いる。なお、図4.9の馬蹄形のストリップは、同軸ーストリップ変換において漏洩する電磁波の抑制のために設けている。

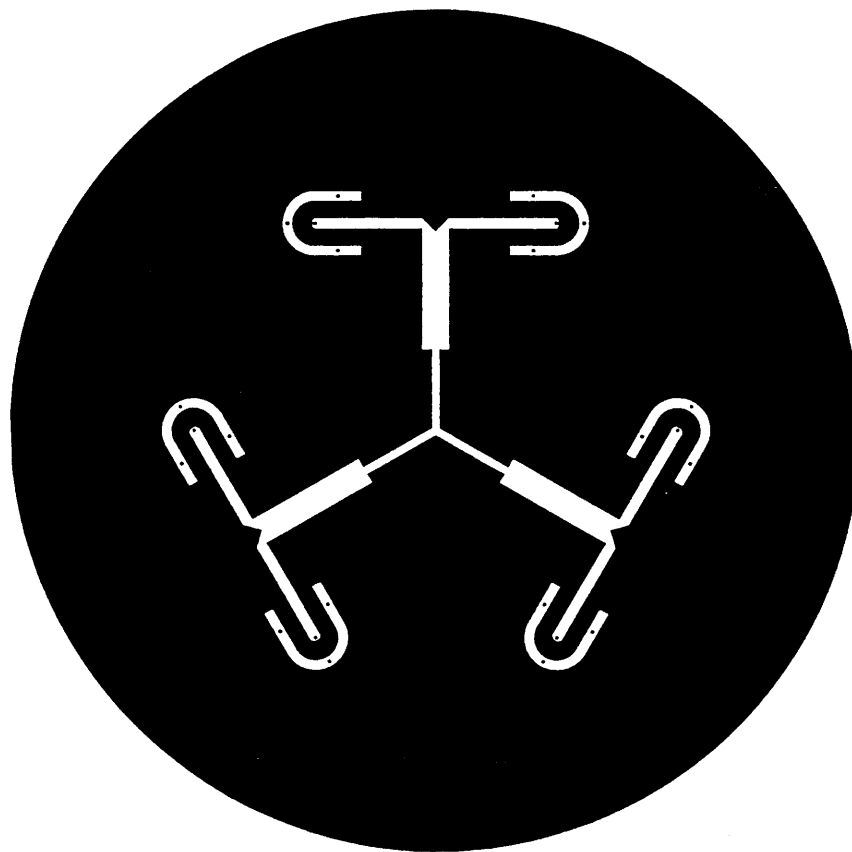


図4.9 等6分配回路の概略構成

4.4 試作アンテナの構造と特性

4.4.1 円偏波円錐ビームアレー

(1) 円偏波円錐ビームアレーの構造

2.2.3節および4.3節で述べた設計法に基づいて、1点給電楕円形MSAを素子とする円偏波円錐ビームアレーを2.62GHzで設計した⁽⁶⁹⁾。

設計した円偏波円錐ビームアレーは、図4.10に示すように、3枚のプリント基板から構成されており、1枚が放射素子、2枚が給電回路のために用いられている。プリント基板は、市販されている厚さ1.6mm ($d = 1.53\text{mm}$) のテフロンガラスラミネート基板 ($\epsilon_r = 2.55$) を用いた。

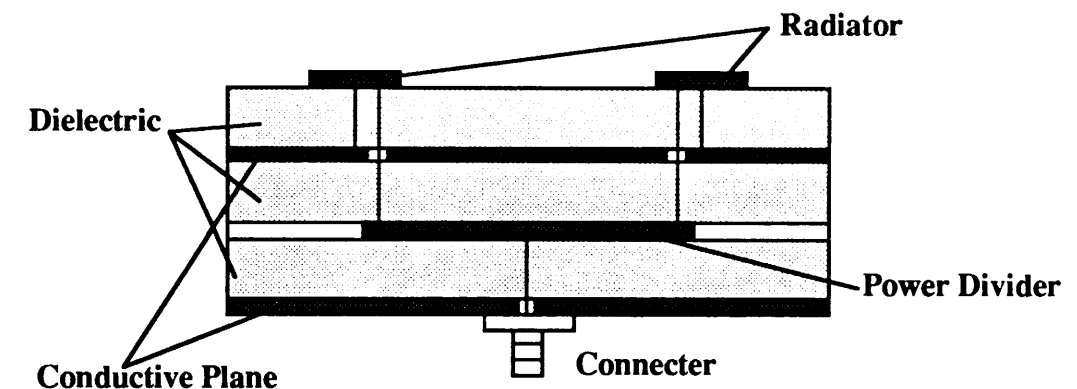


図4.10 円偏波円錐ビームアレーの基板構成

放射素子として、2.2.3節で述べた1点給電楕円形MSAを採用する。楕円形MSAの長径 a_l は20.40mm、短径 a_s は19.78mmである。短径と長径の比 a_s/a_l は0.97としている。なお、給電は、2.2.3節で述べたように長軸に対して 45° をなす直線上で行い、中心からの距離 a_f は8.5mmとしている。

素子数および素子配列は、4.3.1節の検討結果から、素子数を6素子、素子配列半径 d_s を46.2mm (0.4波長) とし、相向い合う素子が逆相で励振されるように円形配列している。

放射素子に分配するための電力分配回路は、4.3.2節で述べたように、等分配で等しい長さの6分配回路を用いる。等6分配回路は、厚さ1.6mmのテフロンガラスラミネー

ト基板を2枚用いたトリプレート構造のマイクロストリップ線路で構成している。線路幅は、3.3.1節に示した変分法を用いた計算法により、また分岐の設計は、4.3.2節で述べた方法によっている。なお、ここでは、電磁波の漏洩を避けるために、同軸・マイクロストリップ変換部付近に両接地板をつなぐ導体ピンを用いている。

上記の各部の設計に基づいて、2.62GHzでアンテナを試作した。試作したアンテナの外観を図4.11に示す。大きさは直径200mmである。試作アンテナの放射指向性の理論値を図4.12に示す。実線は配列中心と素子の中心を通る面 ($\phi = 0^\circ$)、破線はそれと直交する面 ($\phi = 90^\circ$) の特性である。指向性利得は、 $\phi = 0^\circ$ の面のピーク値が5.87dBi ($\theta = 34.5^\circ$)、 $\phi = 90^\circ$ の面のピーク値が5.83dBi ($\theta = 34.1^\circ$) である。

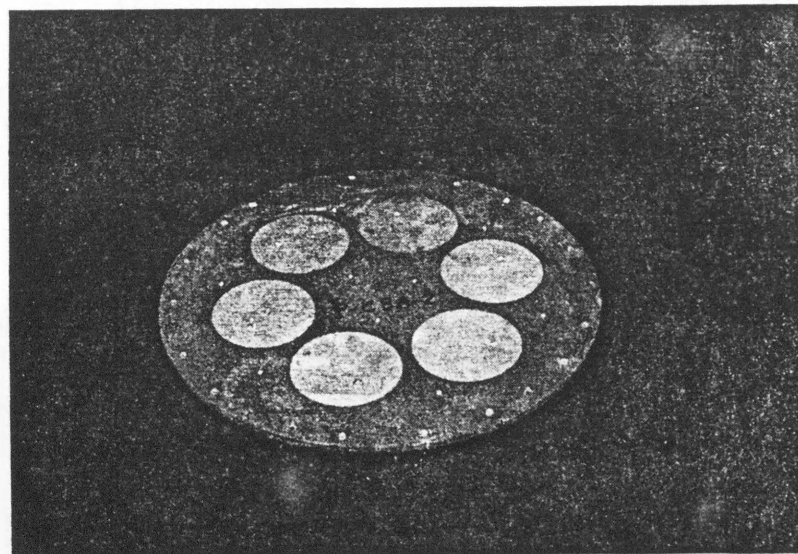


図4.11 試作アンテナの外観

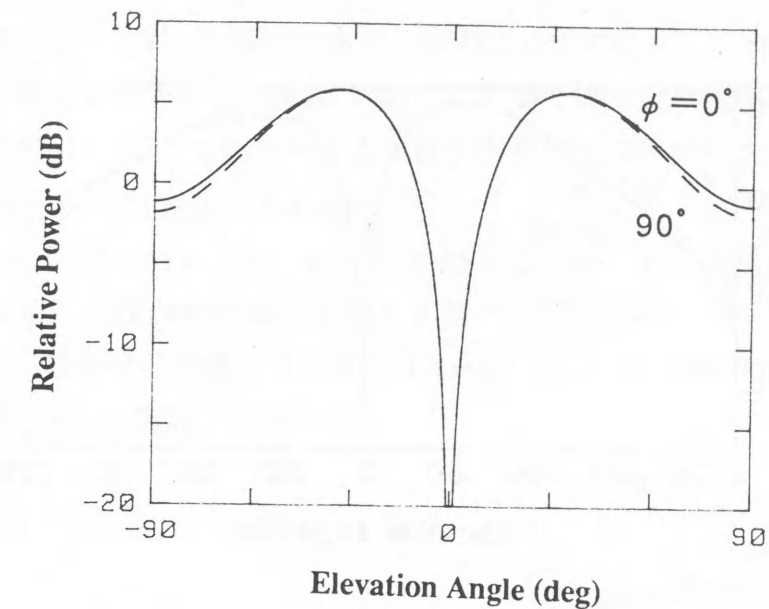


図4.12 円偏波円錐ビームアレーの放射指向特性 (計算値)

(2) 円偏波円錐ビームアレーの特性

2.62GHzにおける放射指向性を図4.13に示す。実線は配列中心と素子の中心を含む面 ($\phi = 0^\circ$) 内の指向性、破線はそれと 90° をなす面 ($\phi = 90^\circ$) の指向性である。鉛直方向からの角度 $\theta = 30^\circ$ における周方向の利得偏差は 1.8dB である。計算による利得偏差は 0.04 dBであり、実測結果の方が若干大きいものの良好な円錐ビームが得られている。また、楕円偏波率は、 $\theta = 30^\circ$ の方向で 2.0~2.5 dBである。

2.62GHzにおいて、ヘリカルアンテナとの比較から求めた実測利得は、 $\theta = 30^\circ$ の方向で 6.6 ± 0.9 dBi である。一方、図4.13に示した放射指向性の積分から求めた指向性利得もほぼ同じである。

試作アンテナのVSWR特性を図4.14に示す。図中の破線は放射素子単体の特性を示している。両者の比較から、素子の特性が支配的なのが判る。VSWRが1.5以下となる比帯域は1.8%であり、2.2節で示した素子の理論値とほぼ一致している。

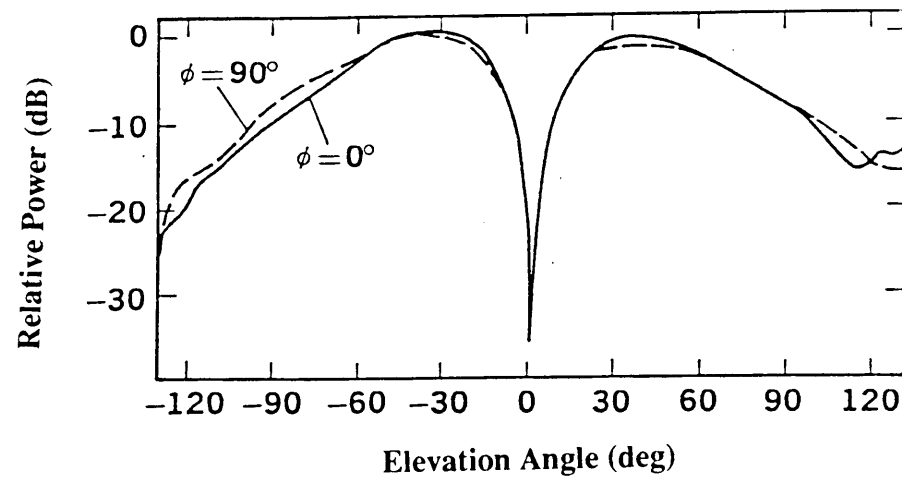


図 4.13 試作アンテナの放射指向性（実測値）

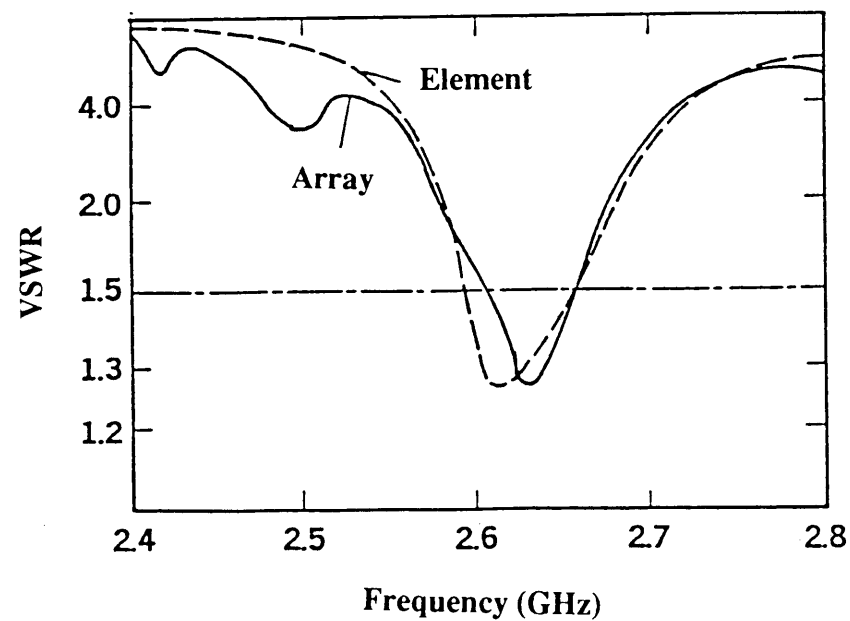


図 4.14 試作アンテナの VSWR 特性（実測値）

4.4.2 二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレー

(1) 二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレーの構造

4.4.1節で示したように、1点給電楕円形MSAを素子としたときの、VSWRが1.5以下となる比帯域は1.8%と狭帯域であり、実際に通信で用いるためには送受共用のために広帯域化を図る必要がある。本節では、2.5節で述べた無給電素子を用いた二周波数帯共用楕円形MSA⁽⁵⁵⁾を素子とする円偏波円錐ビームアレーを設計した。設計周波数は、2.6725GHzと2.5175GHzである。

設計した円偏波円錐ビームアレーは、図4.15に示すように、4枚のプリント基板から構成されており、2枚が放射素子、他の2枚が給電回路のために用いられている。プリント基板は、軽量化を考慮して、厚さ1.2mm（ $d = 1.13\text{mm}$ ）のテフロンガラスラミネート基板（ $\epsilon_r = 2.55$ ）を用いた。

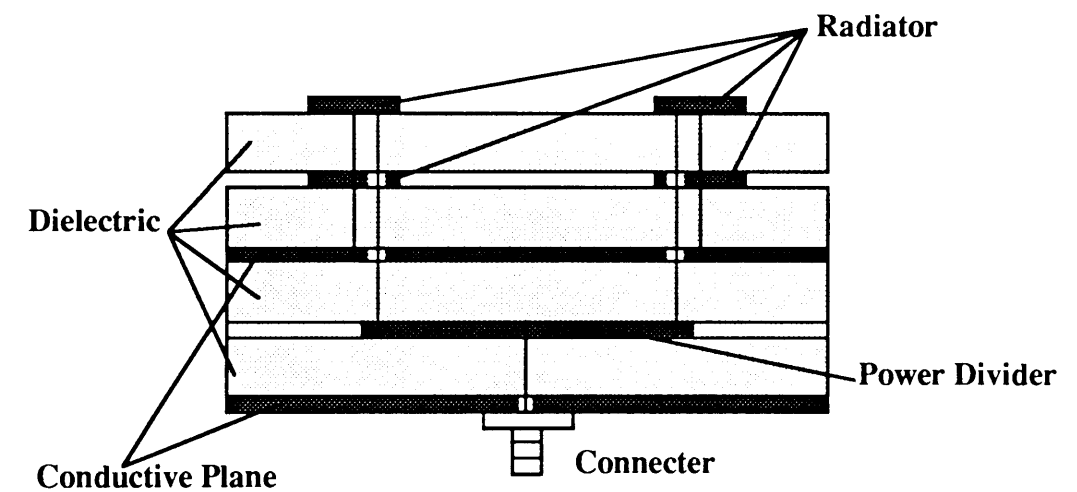


図 4.15 二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレーの基板構成

放射素子は、上で述べたように、2.5節で示した二周波数帯共用楕円形MSAを採用する。二周波数帯共用楕円形MSA素子の上の楕円の長径 a_{11} は20.38mm、短径 a_{s1} は19.88mm、下の楕円の長径 a_{12} は20.44mm、短径 a_{s2} は19.95mm、中心からの給電点までの距離 a_f は8.3mmとしている。これらの寸法を有する楕円形MSAの共振周波数を、式(2.30)～式(2.39)を用いて求めると表4.1のようになる。

表 4.1 試作アンテナの共振周波数の理論値

| | - upper disc - | - lower disc - |
|----------------------|----------------|----------------|
| 設計周波数 | 2.6725GHz | 2.5175GHz |
| L. C. Shen等の式に基づく計算値 | 2.681GHz | 2.585GHz |
| W. C. Chew等の式に基づく計算値 | 2.659GHz | 2.525GHz |

表 4.1 から明らかなように, upper discの共振周波数については L. C. Shen 等の式, 一方, lower discについては W. C. Chew 等の式による方が, 比較的近似の良い値が得られることがわかる。

素子数および素子配列は, 前節で述べた単一共振の円偏波円錐ビームアレーの場合と同じであり, 円形配列の半径 d_s は 46.2mm (0.4波長) としている。

等 6 分配の電力分配回路についても, 前節で述べた単一共振の円偏波円錐ビームアレー用の電力分配回路と基本的には同じである。ただし, 軽量化を図るために, プリン基板として厚さ 1.2mm のテフロンガラスラミネート基板を用いているために, マイクロストリップ線路の幅は異なる。

以上の設計に基づいて,

受信 : 2.500 ~ 2.535 GHz (35 MHz, 1.39 %)

送信 : 2.655 ~ 2.690 GHz (35 MHz, 1.31 %)

において使用可能な二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレーを試作した。

放射素子と給電回路の位置関係を示す概略図を図 4.16 に示す。

試作したアンテナの外観を図 4.17 に示す。大きさは直径 200 mm である。

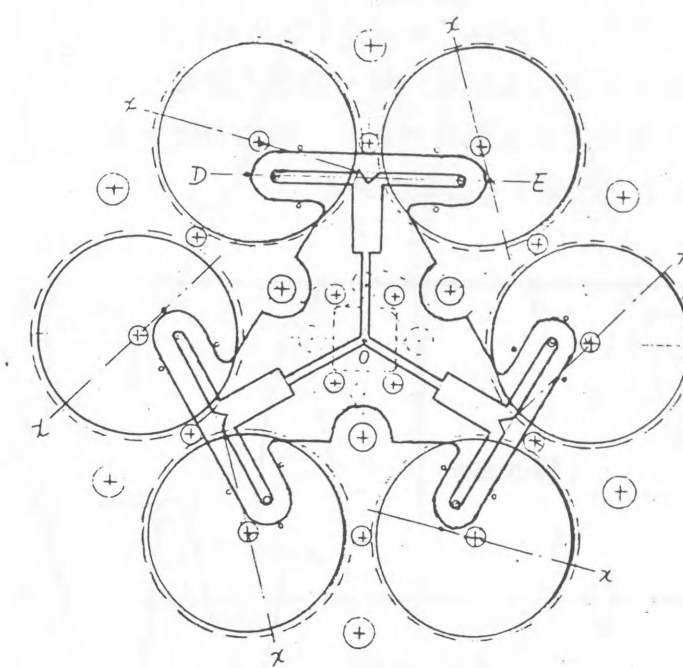


図 4.16 二周波数帯共用円錐ビームアレーの放射素子と電力分配回路の位置関係

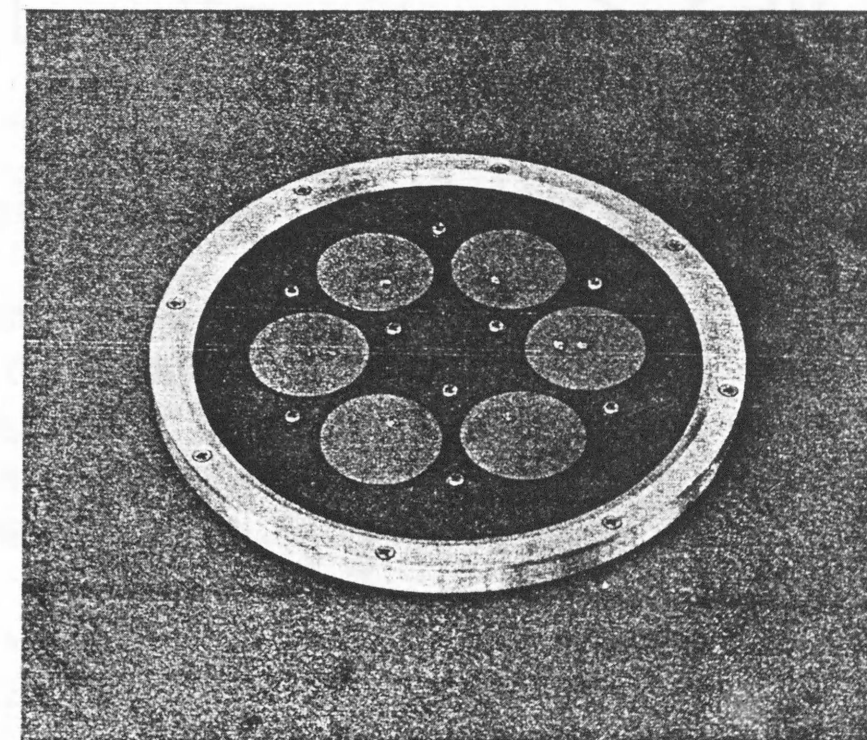


図 4.17 二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレーの外観

(2) 二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレーの特性

二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレーのVSWR特性を図4.18に示す。図中の破線は放射素子単体の特性を示している。単一共振円錐ビームアレーアンテナの場合と同様に、素子のVSWR特性が支配的であり、特性の向上を図るためには、2重構造楕円形MSAの特性をより改善する必要がある。

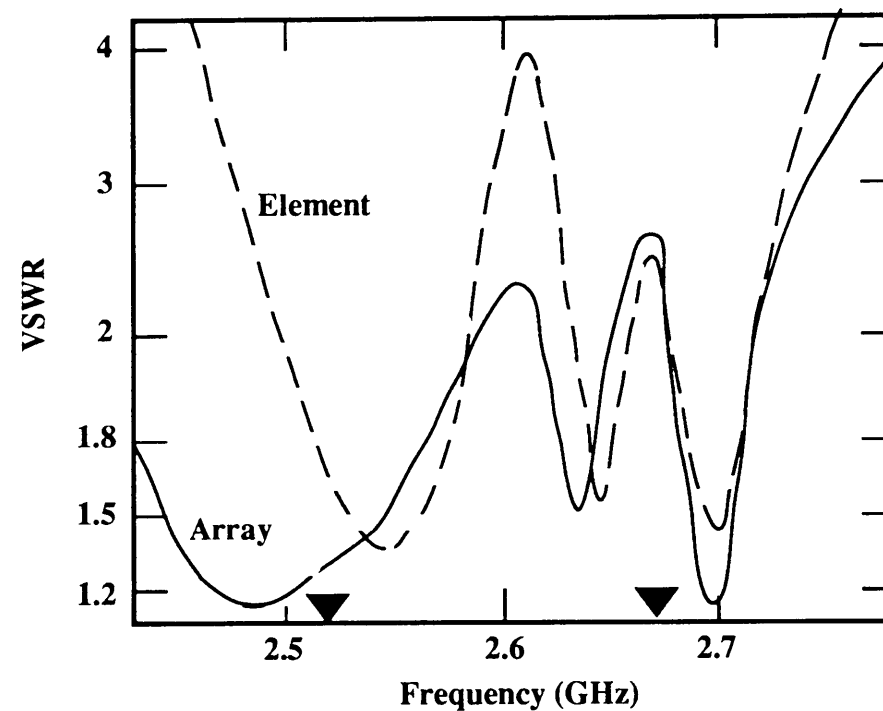
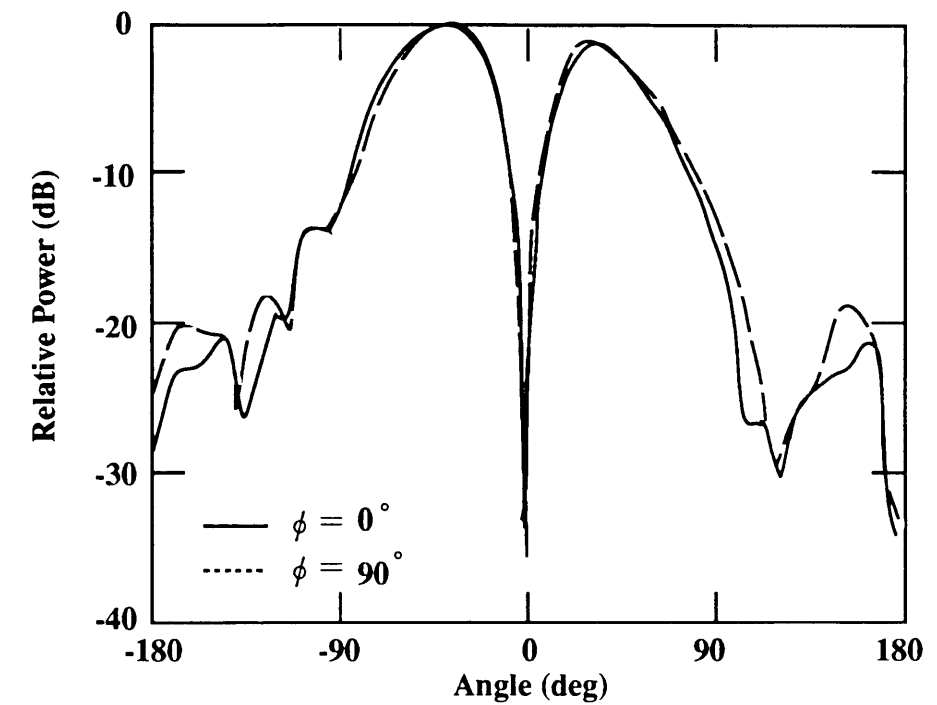


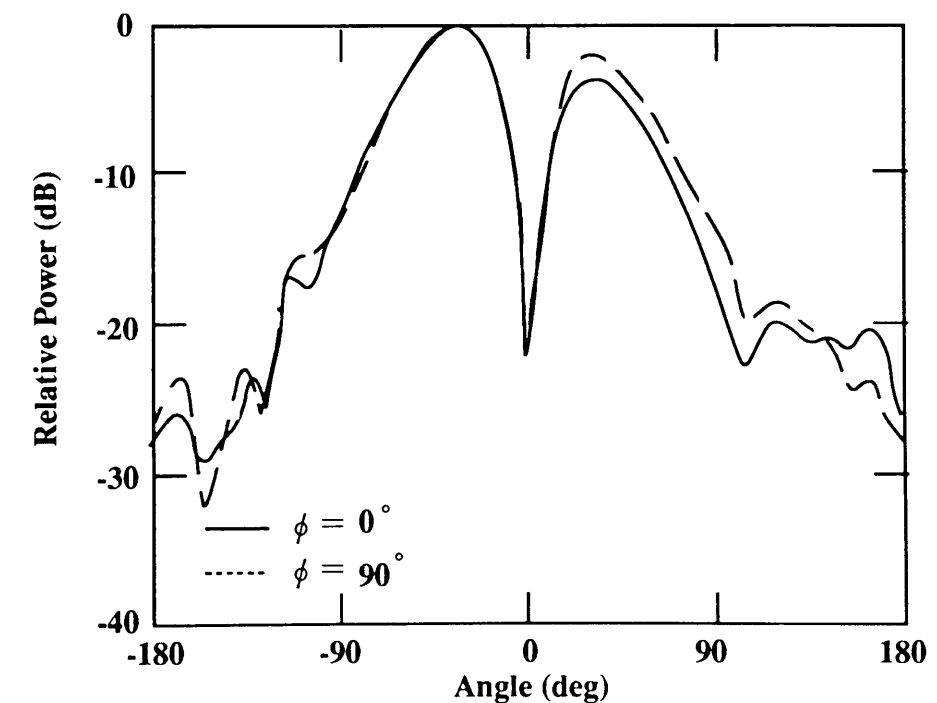
図4.18 二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレーのVSWR特性

送受各帯域の中心周波数 2.5175GHzおよび 2.6725GHzにおける放射指向性を図4.19に示す。図中のパラメータは測定面を表している。周方向の利得偏差は2.5175GHzでは1.7dBp-p, 2.6725GHzでは2.2dBp-pであり、若干リップルが大きいものの良好な円錐ビームが得られている。このリップルは、主として電力分配回路の分配偏差および位相誤差によるものである。完全な円錐ビームを得るためには、電力分配回路の特性をより向上する必要がある。

図4.19に示した放射指向性の積分から、2.5175GHzおよび 2.6725GHzの指向性利得を求めた。 $\theta = 34^\circ$ の方向において、2.5175GHzでは $6.90 \pm 0.85\text{dBi}$, 2.6725GHzでは $7.75 \pm 1.10\text{dBi}$ である。ここで、電力分配回路の損失 0.37dBを差し引くと、本アンテナの実利得は2.5175GHzでは $6.53 \pm 0.85\text{dBi}$, 2.6725GHzでは $7.38 \pm 1.10\text{dBi}$ である。



(a) 2.5175GHz



(b) 2.6725GHz

図4.19 二周波数帯共用円偏波円錐ビームアレーの放射指向性

4.5 むすび

M S Aを素子とする円形配列アレーにより，ロープロファイルな円錐ビームアンテナを構成する方法を提案し，実際にアンテナを試作することにより設計法の妥当性を明らかにした．

本章で提案したアンテナは，円形配列の相向かい合う素子を逆相励振することにより円錐ビームを得たものである．このアンテナを構成する円偏波素子として，1点給電楕円形円偏波M S Aを採用し，さらに広帯域化のために，無給電素子を用いて2重構造化を図ったアンテナの提案も行った．給電分配回路は，対称構造の等6分配回路により給電し，放射素子を中心に対して回転対称に配置することにより，逆相励振を実現した．これらにより，送受の二周波数帯において，1点給電で円偏波を放射することのできるアンテナの実現が可能となった．

単一共振および二周波数帯共用化を図った円錐ビームアレーを各々試作した結果，設計周波数からのずれの問題が生じたものの，予想された円錐ビーム特性が得られた．これにより，ロープロファイルで簡易な構造を有する低価格な円錐ビームアレー実現の見通しを得た．

第5章 球面配列スイッチングアレーアンテナ

5.1 まえがき

本章では，第2章で示した広帯域円形M S A素子を用いた球面配列スイッチングアレーアンテナの設計法について検討した結果について述べる．

移動体・衛星間通信における移動局用アンテナには，衛星追尾のために，広角度にわたってビーム走査を行うことが要求される．従来の移動局アンテナは，インマルサット船舶局アンテナ⁽⁷⁰⁾に代表されるように機械的駆動により衛星追尾を行っている．しかし，アンテナの保守性・経済性等を考慮すると，電子的ビーム走査により衛星追尾を行うことが望ましい．

広角度にわたって，電子的ビーム走査の可能なアンテナとして，球面上に放射素子を配列したアレーアンテナがある⁽⁷¹⁾．通常，球面配列アレーアンテナは，複数の放射素子を単位として所望の方向の素子を励振させ，これらをスイッチにより電子的に切り換えることにより，ビーム走査を行うスイッチングアレーである⁽⁷²⁾⁽⁷³⁾．しかし，ビーム走査時の最小照射利得を高くするためには，多くの放射素子を配列する必要がある．結果としてアンテナの構成が大きく重くなってしまうという欠点がある．このため，電子的ビーム走査が可能であるという利点にもかかわらず，従来の衛星通信においては実用されていなかった．

本章では，電子的ビーム走査の可能な球面配列アレーアンテナを移動局用アンテナとして実用に供すべく，その問題点である放射素子の素子数の低減について検討し，同時励振素子の数だけ移相器を用いて配列素子数を低減する方法を提案する⁽⁷⁴⁾．

まず，5.2節では，球面配列スイッチングアレーの切り換え時の最小照射利得に着目して，位相制御により配列素子数を低減する方法を提案する．次に5.3節において，具体例として，衛星通信用移動局アンテナへの適用を図り⁽⁷⁵⁾，2素子を単位として切り換えを行う周方向切り換え形のスイッチングアレーの設計法を明らかにする．最後に実験により，配列素子数の低減を図ったアンテナ設計法の妥当性を明らかにする．

5.2 球面配列スイッチングアレーの構成

球面配列アレーアンテナは、図 5.1 に示すように球面上に複数の放射素子が配列されたアンテナである。

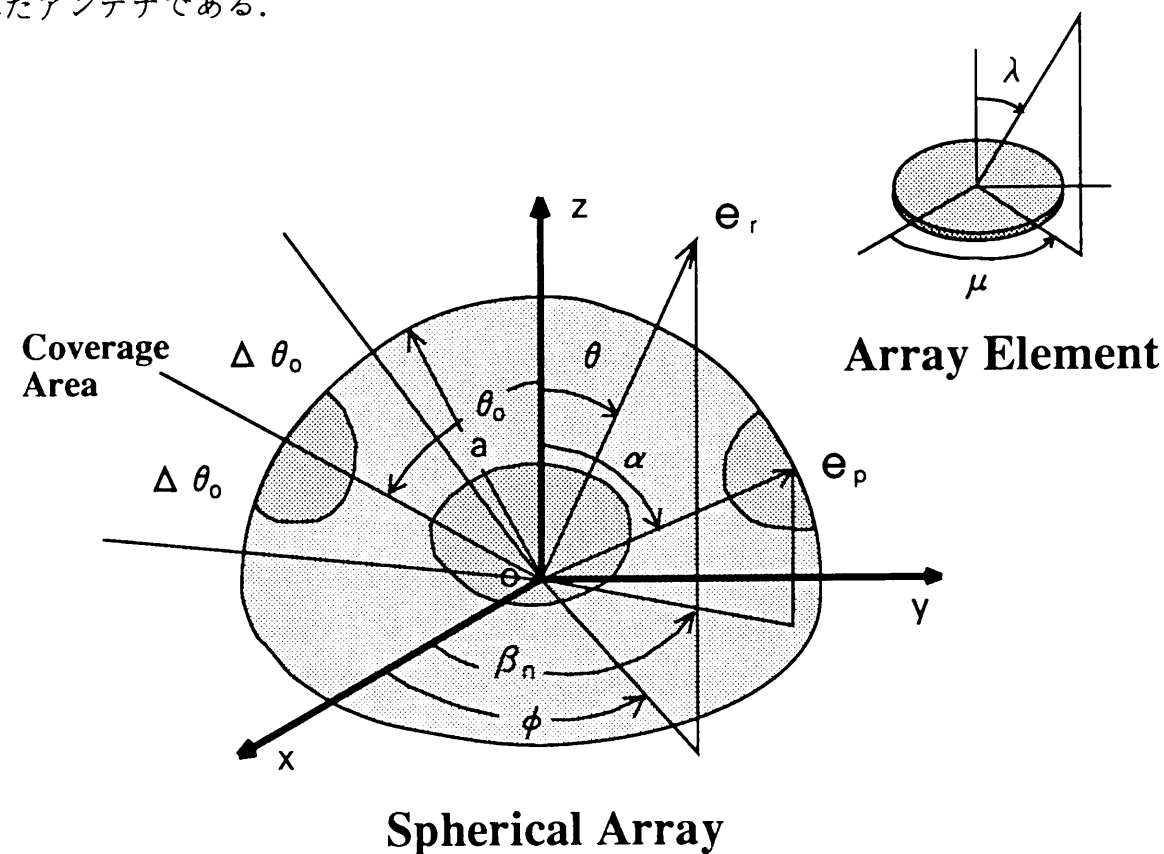


図 5.1 球面配列アレーの座標系

このアンテナの放射指向性 $|E(\theta, \phi)|$ は、図 5.1 の座標系において、次式で与えられる。

$$|E(\theta, \phi)| = \left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} g(\lambda, \mu) \cdot \exp [j k_o (\mathbf{e}_r \cdot \mathbf{e}_p) + j \Psi_{mn}] \right| \quad \dots (5.1)$$

ここで、 k_0 は自由空間中の伝搬定数、 A_{mn} および Ψ_{mn} は、 Z 軸と角度 α_m ($1 \leq m \leq M$)をなす部分球面上に等間隔で N_m 個の素子を並べたときの (m, n) 番目 ($1 \leq n \leq N_m$)、すなわち $\alpha = \alpha_m$ 、 $\beta = \beta_{mn}$ に位置する素子の励振振幅と位相を示している。放射ベクトル \mathbf{e}_r 、位置ベクトル \mathbf{e}_n は次式で与えられる。

$$\mathbf{e}_r = (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi, \cos \theta) \quad \dots (5.2)$$

$$\mathbf{e}_p = a (\sin \alpha_m \cos \beta_{mn}, \sin \alpha_m \sin \beta_{mn}, \cos \alpha_m) \quad \dots (5.3)$$

ただし、 a は配列半径である。また、 $g(\lambda, \mu)$ は素子の指向性を示しており、今、計算の簡単化のために $g(\lambda, \mu) = \cos^p \lambda$ と仮定すると、 λ と θ および ϕ との関係は次式で示される。

$$\cos \lambda = \frac{(\mathbf{e}_r \cdot \mathbf{e}_p)}{|\mathbf{e}_r| |\mathbf{e}_p|} \quad \dots (5.4)$$

なお、本章では、後に示すように、スイッチングアレーアンテナの放射素子として広帯域MSA⁽⁵⁰⁾⁽³⁶⁾を用いるため、以下の計算では素子の指向性 $g(\lambda, \mu)$ を次式のように仮定している。

$$g(\lambda, \mu) = \cos^{1.2} \lambda \quad \dots (5.5)$$

この仮定は、無限平板と見なせる程度の大きさおよび曲率の地板を用いた場合の広帯域MSAの $\pm 30^\circ$ 程度の範囲内の放射指向性に対して十分に適用できる。文献(76)に示すように、配列半径1波長程度以上の円錐台形状の基板に設けたアンテナの周方向の放射指向性に対しても、同様に適用できる。ただし、基板の裏面の電界を零と仮定しているため、無限平板と見なせない程度の有限地板の場合の放射指向性および指向性利得については、実測値と一致しないことが考えられる。

球面配列アレーアンテナの指向性利得 $D_a(\theta, \phi)$ は、式(5・1)を用いて次式で与えられる。

$$D_a(\theta, \phi) = \frac{4\pi |E(\theta, \phi)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E(\theta, \phi)|^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi} \quad \dots (5.6)$$

この球面アレーを、 L 個の素子を単位として切り換えるスイッチングアレーとして

用いる場合、通常、 L 入力 $\sum_{m=1}^M N_m$ 端子のスイッチ回路が必要である。このスイッチ回路を電子的に制御することにより、アンテナのビームを走査できる。

5.3 球面配列スイッチングアレーの配列素子数の低減法

5.3.1 単一素子励振時の最小照射利得の限界

要求利得が素子利得よりも低い場合、アンテナ素子の切り換え方法として単一素子を切り換えるのが給電回路構成から考えて最も簡単である。ここでは、単一素子を切り換える場合の利得限界を示す。

日本の沿岸200海里域における仰角の中央値は 50° である。従って、図5.1において、アンテナの照射方向を $(\theta_0 - \Delta\theta_0) \sim (\theta_0 + \Delta\theta_0)$ の範囲内とすると、 θ_0 は天頂角の中央値に該当し、 $\theta_0 = 40^\circ$ となる。また、アンテナの照射角度範囲は $2\Delta\theta_0$ であり、 θ_0 をパラメータとしたときの、配列素子数 N_a と照射範囲内の最小照射利得（Minimum Coverage Gain）との関係を図5.2に示す。ここで、素子は図5.3の（a）に示すように、 $\alpha = \alpha_1$ の位置に N 個配列しており、 α_1 は各々の場合に対する最小照射利得が最大となる α の値としている。また、素子の指向性（ $\cos^p \lambda$ ）は、 $p = 1.2$ としている。このとき、素子の利得は8.3dBiである。

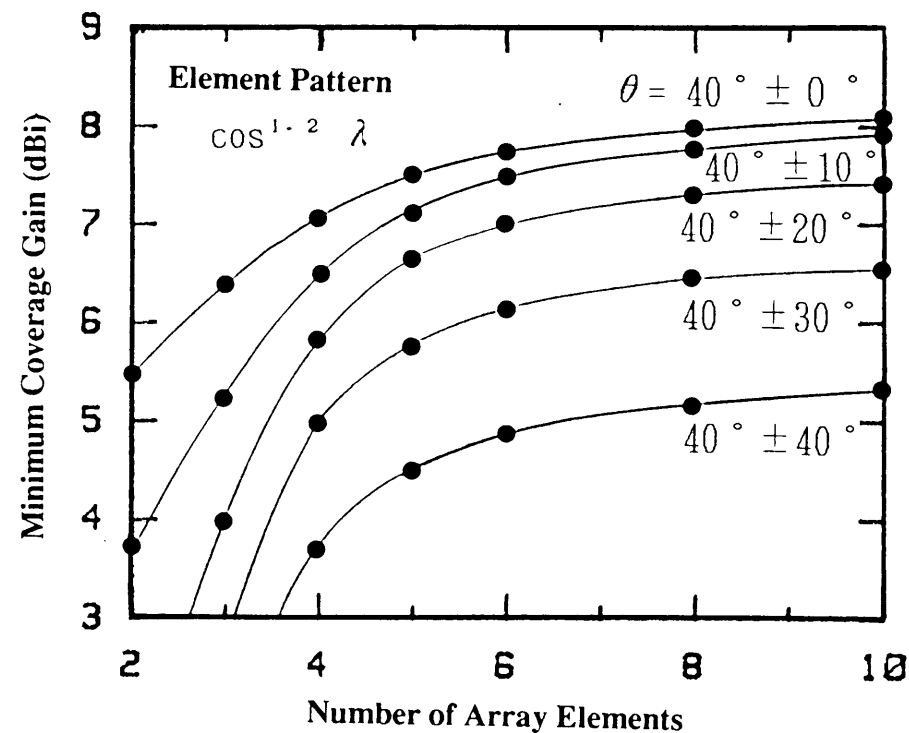
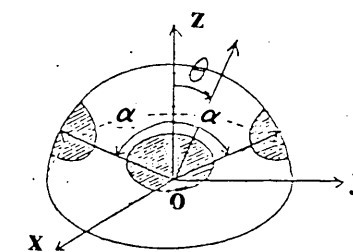


図5.2 配列法（a）における単一素子切り換えアンテナの最小照射利得

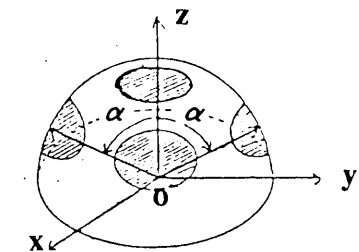
図5.2において、例えば、照射方向が天頂角 $\theta = 20^\circ \sim 60^\circ$ （ $\theta_0 = 40^\circ$ ， $\Delta\theta_0 = 20^\circ$ ）の範囲内で指向性利得7dBiを得るためには、6素子を配列すればよいことがわかる。この照射範囲内における利得偏差は1.3dBである。

照射範囲 $\Delta\theta_0$ が大きい場合においては、当然最小照射利得は低下する。そこで、図5.3の（b）および（c）に示すような各配列について、図5.2と同様に計算を行なった。図5.4は、照射方向が天頂角 $\theta = 0^\circ \sim 80^\circ$ （すなわち、 $\theta_0 = 40^\circ$ ， $\Delta\theta_0 = 40^\circ$ ）の場合について、配列素子数 N_a と照射範囲内の最小照射利得との関係を示したものである。

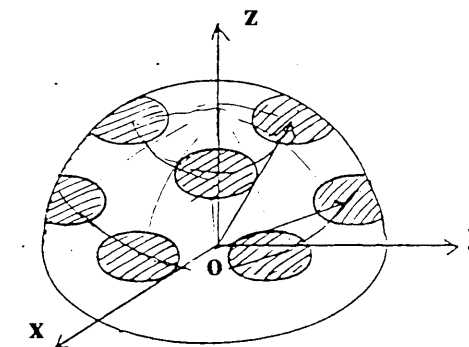
図5.4から明らかなように、図5.3に示すような簡易な配列法においては、照射方向が天頂角 $\theta = 0^\circ \sim 80^\circ$ （すなわち、 $\theta_0 = 40^\circ$ ， $\Delta\theta_0 = 40^\circ$ ）の場合の、照射範囲内の最小照射利得は最大でも7.5dBi程度しか得られないことがわかる。



（a） $\alpha = \alpha_1$ に N 素子



（b） $\alpha = 0$ に1素子， $\alpha = \alpha_1$ に N 素子



（c） $\alpha = \alpha_1$ に N_1 素子， $\alpha = \alpha_2$ に N_2 素子

図5.3 球面配列アレーの配列法

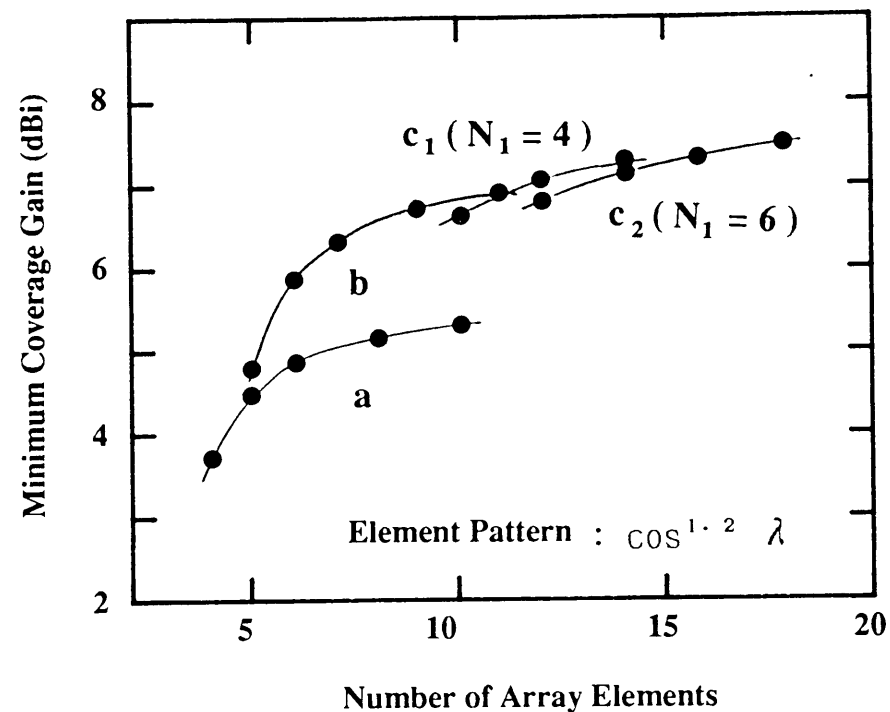


図 5.4 単一素子切り換えアレーの最小照射利得（照射方向 $\theta = 0^\circ \sim 80^\circ$ の場合）

5.3.2 複数素子励振時の励振素子数と配列素子数

前節で述べた単一素子励振切り換えの方法で要求利得が満たされない場合、同時に励振する素子数 N_e を増す必要がある。しかし、励振素子数 N_e を増すことにより利得は増加するが、それに伴ってビームがシャープになるために配列素子数 N_a も増加することが考えられる。

配列素子数 N_a は、励振素子数 N_e 、各ビーム間のクロスレベル、素子配列半径 R_a および素子配列角度との相互関係で決定される。ここでは、まず 1 次元円筒配列について考える。

図 5.5 に、1 次元円筒配列における、各ビーム間のクロスレベルをピークから 1 dB 低下としたときの配列半径 R_a と配列角度 α の関係を示す。図中のパラメータは励振素子数 N_e である。素子の指向性 ($\cos^p \lambda$) は、前節と同じく $p = 1.2$ としている。また、図 5.5 には、素子配列半径 R_a と素子配列角度 α から一意的に決まる素子間隔 d を破線で示す。この結果を用いて、球面配列の場合を検討する。

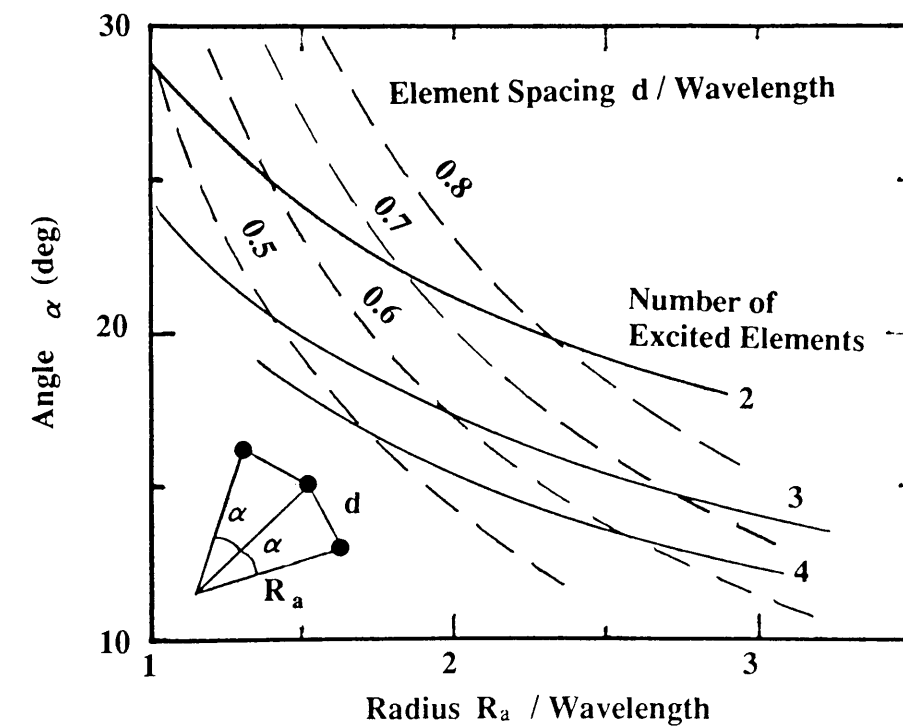


図 5.5 クロスレベルが -1 dB のときの素子配列半径と配列角度

図5.5に基づいて、照射方向が $\theta = 0^\circ \sim 80^\circ$ の場合について、各ビーム間のクロスレベルをピークに対して1 dB低下としたときの励振素子数 N_e と配列素子数 N_a の関係を推定した結果を、図5.6に●印で示す。ここで、素子間隔 d は0.6波長としている。

図5.6から明らかなように、スイッチングアレーにおいて素子利得よりも高い利得を得ようとする場合、励振素子数 N_e の増加により利得を高くできるが、ビームがシャープになるため、ビーム走査時の利得変動を小さく押さえるには、隣接ビーム間のクロスレベルを高くする必要があり、それゆえ利得の増加に伴って急激に配列素子数 N_a が増加する。また、これにより、アンテナが大きくなると共に、給電回路が複雑になる。これは、アンテナの簡易化を図る上で望ましいことではない。

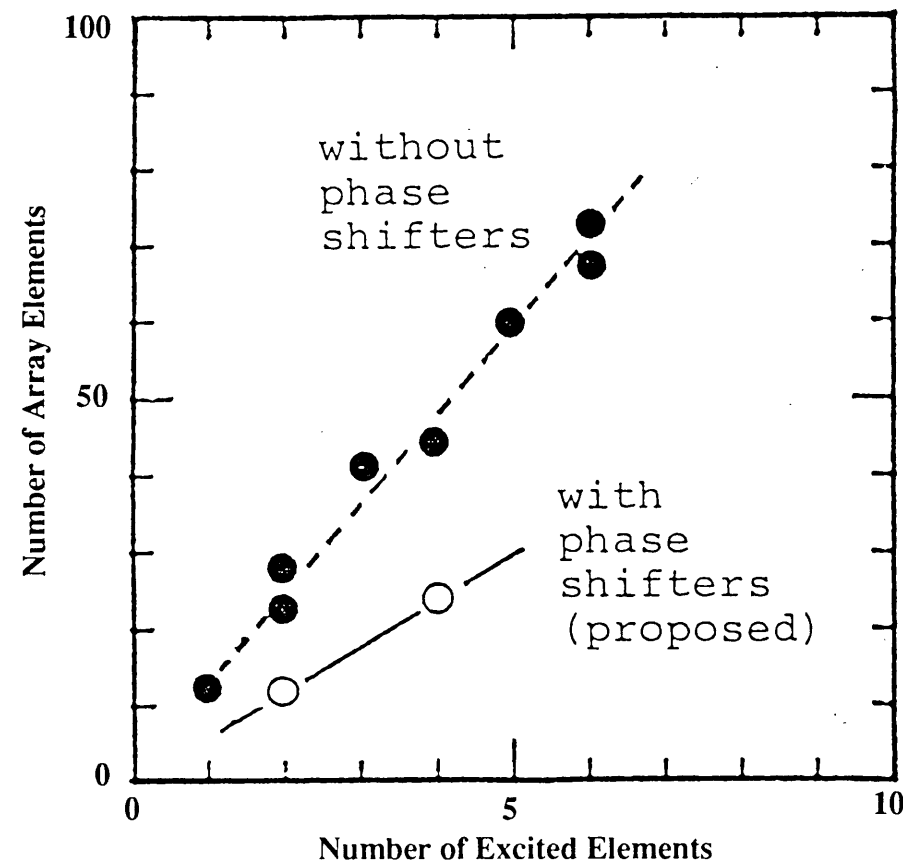


図5.6 クロスレベルが-1 dBのときの励振素子数と配列素子数
(照射方向 $\theta = 0^\circ \sim 80^\circ$ の場合)

5.3.3 位相制御による配列素子数の低減

前節に示した配列素子数 N_a の増大という問題に対して、ここでは、励振素子数 N_e だけ移相器を用いて配列素子数 N_a を減少させる方法を提案する。

移相器を用いたスイッチングアレーの概略構成を図5.7に示す。この方法は、広角走査に対して励振素子数 N_e を単位とした切り換えを行い、かつ各ビーム間のクロスレベルを上昇させるために位相制御を行ってビームをもとのビームと隣接ビームとの間に変位させることにより、等価的にビームの数を増加させ、利得偏差を小さくするものである。なお、従来のスイッチングアレーで、移相器を用いているアンテナ⁽⁷³⁾もあるが、これは放射方向に等位相面を作るためのものであり、本提案のようにビーム走査を行うために移相器を用いているわけではない。

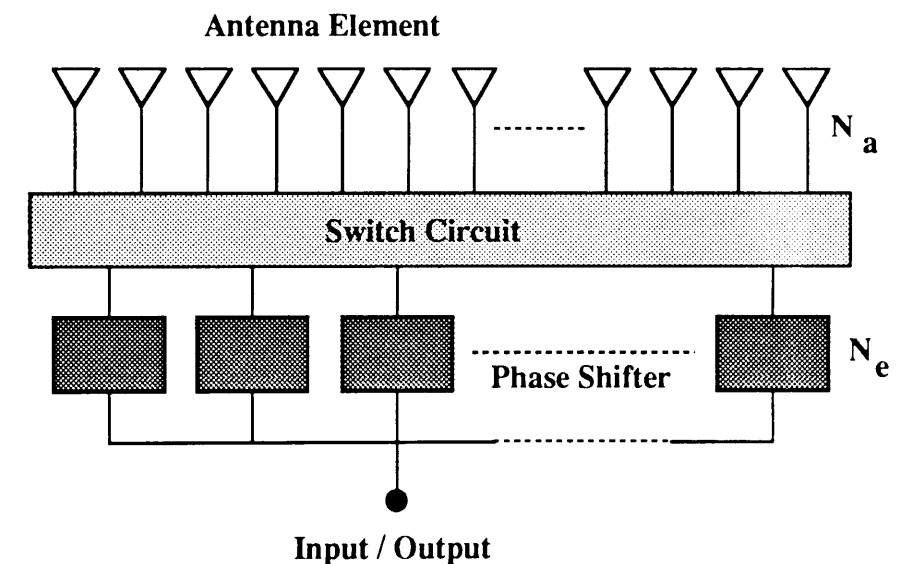


図5.7 移相器を用いたスイッチングアレーの概略構成

ここで提案した配列素子数の低減方法を用いたときのスイッチングアレーの配列素子数 N_a の低減効果を以下に示す。ここでは検討例として、図5.1に示した座標系において、 $\theta = 0^\circ \sim 80^\circ$ の領域を照射範囲とする場合について考える。

本低減方法を用いたときの励振素子数 N_e と配列素子数 N_a との関係を図5.6に○印で示す。ここで、各ビームのクロスレベルはピークに対して -1 dB とし、素子配列は最も近接する素子の間隔が 0.6 波長以上になることを条件に決定している。

図5.6から明らかなように、例えば励振素子数 N_e を2素子とした場合、従来のスイッチングアレーでは配列素子数 N_a が25～30素子必要であるのに対し、移相器を用いた2素子位相励振では、アンテナの配列素子数 N_a を半分以下の12素子程度にすることが可能である。

このように、本方法は、従来のスイッチングアレーに比べて配列素子数 N_a を低減でき、また全素子に移相器を設けるフェイズドアレーに比べても移相器の数を大幅に少なくできると共に、ビット数の少ない簡易な移相器でも充分である利点がある。これにより、アンテナの簡易化が可能である。

5.4 周方向切り換え形スイッチングアレーの設計法

5.4.1 単一素子励振時の最小照射利得

本節では、垂直方向の照射範囲を鉛直軸に対して $20^\circ \sim 60^\circ$ 、水平方向の照射範囲を $\pm 180^\circ$ とした周方向切り換え形スイッチングアレーについて検討する。

単一素子を切り換えたときの照射範囲と最小照射利得との関係を図5.8に示す。ここで、放射素子の配列角度 α は、配列素子数 N_a およびビームの照射領域に応じて、最小照射利得が最大となるように最適化している。図中のパラメータは、配列素子数 N_a と天頂角の中央値 θ_0 である。素子の指向性利得は、先に述べたように 8.3 dBi である。

図5.8から明らかなように、1素子のビームが照射する角度範囲 $2\Delta\theta_0$ の減少および配列素子数 N_a の増加に伴い、最小照射利得は高くなり、素子の指向性利得 8.3 dBi に漸近する。この最小照射利得と素子の指向性利得との差がスイッチング時の利得偏差である。例えば、アレーのビームの照射方向を $20^\circ \sim 60^\circ$ （すなわち、 $\theta_0 = 40^\circ$ 、 $\Delta\theta_0 = 20^\circ$ ）としたとき、6素子アレーの最小照射利得は 7.0 dBi であり、利得偏差は 1.3 dB である。

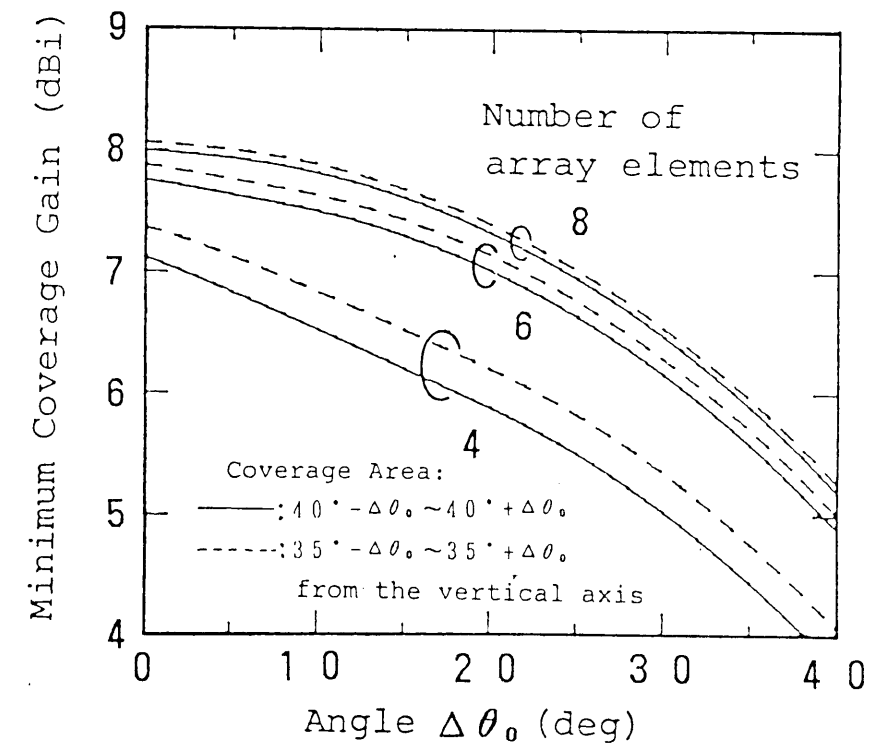


図5.8 最小照射利得と照射範囲

5.4.2 2素子位相励振時の最小照射利得

垂直方向の照射範囲を鉛直軸に対して $20^\circ \sim 60^\circ$ ($\theta_0 = 40^\circ$, $\Delta\theta_0 = 20^\circ$), 水平方向の照射範囲を $\pm 180^\circ$ とした周方向切り換え形スイッチングアレーにおいて, 隣り合う2素子を同時に励振したときのスイッチングアレーの配列素子数 N_a と最小照射利得との関係を図5.9に示す. 図5.9の○印は2ビット移相器を用いて5.3.3節で示した2素子位相励振を行なった場合, ●印は移相器を用いずに2素子を同相励振した場合である. ここで, 放射素子の指向性 ($\cos^p \lambda$) を $p = 1.2$, 配列半径を1波長としている.

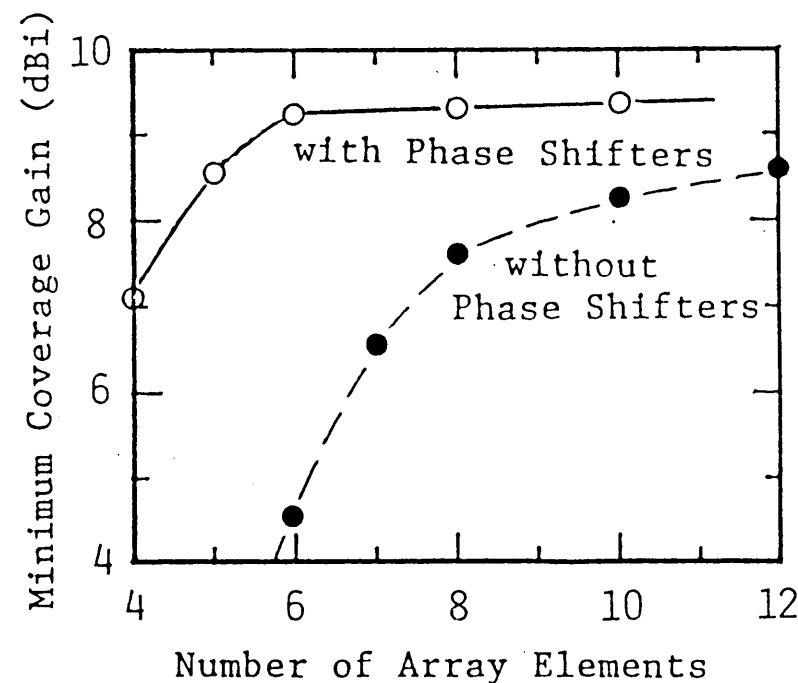


図5.9 2素子励振アレーの配列素子数と最小照射利得

図5.9から明らかなように, 2ビット移相器を用いた2素子位相励振アレーは, 移相器を用いない場合に比べて高い利得を有することがわかる. また, 等しい利得を得るためには, 移相器を用いた方が用いない場合に比べて半分以下の素子数で良いことがわかる.

また, この条件において, 2素子位相励振アレーは, 6素子以上ではあまり利得の上昇が望めないことがわかる. すなわち, 指向性 ($\cos^p \lambda$) が $p = 1.2$ の放射素子を

用いて, 鉛直軸に対して $20^\circ \sim 60^\circ$ ($\theta_0 = 40^\circ$, $\Delta\theta_0 = 20^\circ$)の領域を照射する場合, 配列素子数は6素子で良いことがわかる.

2素子位相励振スイッチングアレーの配列素子数 N_a と最小照射利得との関係を, 単一素子励振の場合と比較したものを図5.10に示す. 図5.10から, 6素子アレーにおいては2.2dBの利得改善がなされることがわかる. このとき, 位相励振のために用いた2ビットデジタル移相器の挿入損失は0.5dB程度であり, これを考慮すると実行的には1.7dBの利得改善となる.

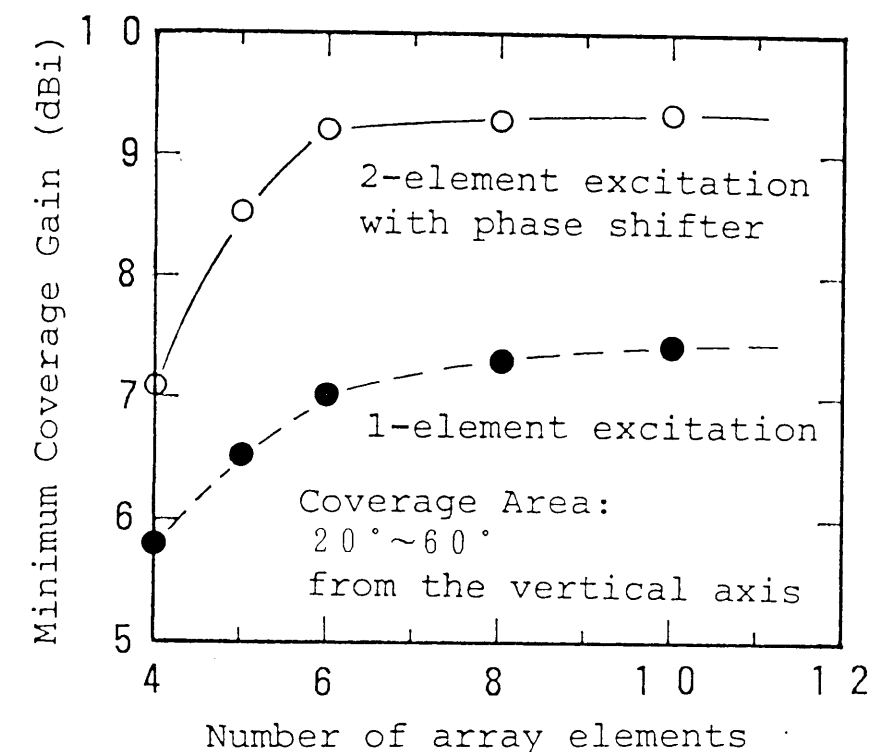


図5.10 単一素子励振と比較した2素子励振アレーの配列素子数と最小照射利得

図5.11は、6素子を配列した2素子位相励振スイッチングアレーにおける照射角度範囲 $\Delta\theta_0$ と最小照射利得との関係を、単一素子励振の場合と比較して示したものである。図5.11から、照射角度範囲 $\Delta\theta_0$ の変化に対して、2素子励振アレーの最小照射利得は、単一素子励振に比べて2.1~2.4dB改善されることがわかる。

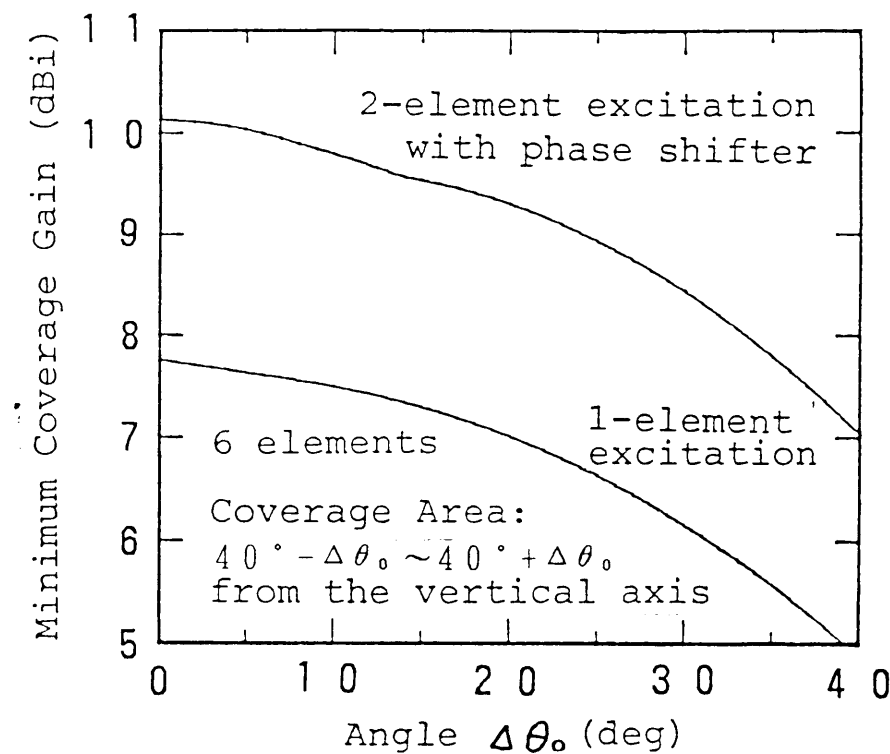


図5.11 単一素子励振と比較した2素子励振アレーの照射範囲と最小照射利得

5.4.3 デジタル移相器のビット移相量と最小照射利得

隣接ビーム間のクロスレベルを0dBとするには、連続的に位相を変化させる必要があるが、実用的には、離散的な位相変化でも充分なように、隣接ビーム間のクロスレベルを要求条件に対して許容される値に選んでいる。この離散的な位相制御を行うためにデジタル移相器を用いる。デジタル移相器のビット数および最小移相量は、要求条件に対して実用面から最適値を持つ。

6素子スイッチングアレーの最小照射利得と最小移相量 $\Delta\Psi$ との関係を図5.12に示す。図5.12における N_p は、放射素子の励振位相差を $\Psi=0, \Delta\Psi, 2\Delta\Psi, \dots, (N_p-1)\Delta\Psi, N_p\Delta\Psi$ と可変する場合の N_p を意味している。従って、 $N_p=1$ の場合は1ビット移相器、 $N_p=2$ または3の場合は2ビット移相器を用いることとなる。図5.12から明らかなように、2ビット以上の移相器を用いれば連続的に位相を変化させる場合とほぼ同じ利得を得ることができる。

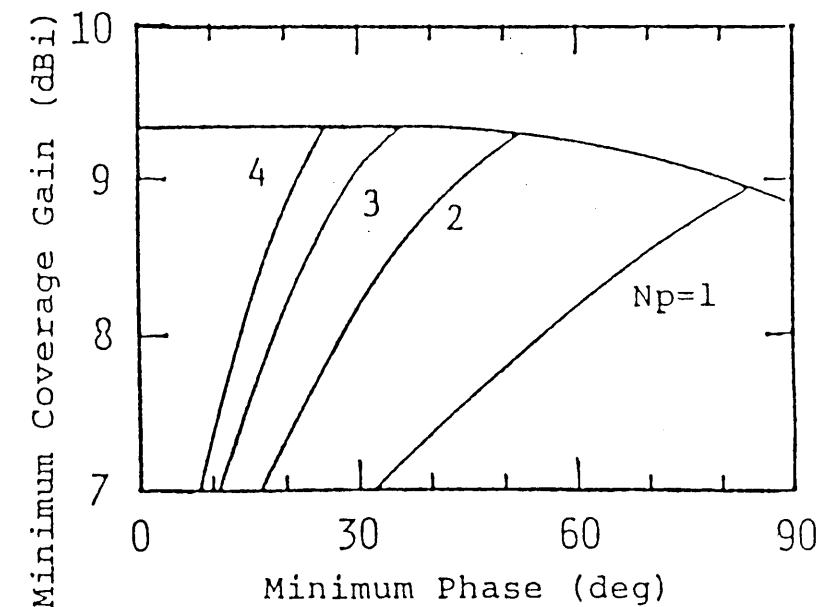


図5.12 2素子位相励振アレーの最小位相量と最小照射利得

5.4.4 ビーム走査のための検出法と制御法

スイッチングアレーのビームを所望の方向に切り換えるためには、その所望の方向を検出し、ビーム切り換えのための制御を行なう必要がある。本節では、6素子スイッチングアレーの切り換えによるビーム走査のための検出法と制御法について示す。

本アレーでは、放射部からの出力を方向性結合器で分岐して2系統設け、各々を通信用と検出・制御用に専用し、検出・制御系端子の切り換えによる相対レベル比較により、通信系端子の切り換え制御を行う。図5.13にスイッチングアレーのブロック構成を示す。図5.13において、通信系はスイッチにより No.1の放射素子に接続されており、移相器の位相は 0° に設定されていると仮定する。このとき、検出・制御系の移相器の切り換え制御により、検出・制御系のNo.1の放射素子の位相が 0° の場合の受信レベルと、それに隣接するビーム（例えば、No.1の放射素子の位相が 45° ）の受信レベルとの比較を行う。この比較の結果、後者の隣接ビームの受信レベルの方が高い場合、通信系の移相器を隣接ビームの位相（この場合、位相 0° から 45° ）に切り換え制御する。また検出・制御系での隣接ビームの受信レベル検出のためにスイッチの切り換えを必要とする場合は、通信系においても同様にスイッチの切り換えを行う。これを繰り返すことにより、通信系が常に最大レベルを保つように制御できる。

これにより、ビーム走査時の利得変動が小さいアンテナの実現が可能である。

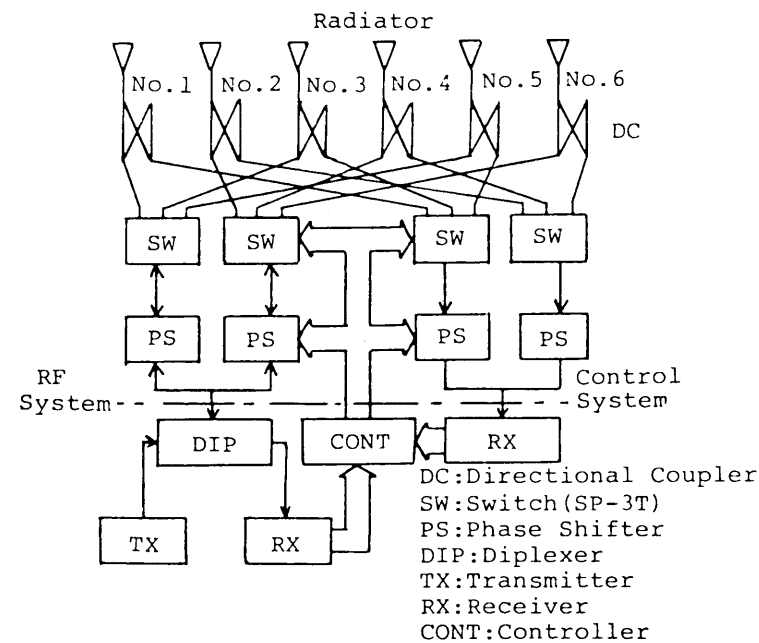


図5.13 スwitchングアレーのブロック構成

5.4.5 ビーム走査時の放射指向性

照射方向を $\theta = 20^\circ \sim 60^\circ$ （ $\theta_0 = 40^\circ$ ， $\Delta\theta_0 = 20^\circ$ ）とした場合の、単一素子励振切り換えによるアレーの放射指向性を図5.14に示す。図5.14の半径方向は天頂方向（ z 軸）からの角度 θ ，円周方向は鉛直軸回りの角度 ϕ を示す。配列素子数は6素子であり、図5.14に●印で示す位置（ $\alpha = 44^\circ$ ）に配列している。素子指向性（ $\cos^p \lambda$ ）は $p = 1.2$ としている。図5.14において、実線は指向性利得が7 dBiの範囲，破線は8 dBiの範囲を示している。図5.14より、照射方向（ $\theta = 20^\circ \sim 60^\circ$ ，一点鎖線）の範囲内では7 dBi以上の指向性利得が得られることがわかる。また、最大指向性利得は8.3 dBiである。

アンテナの隣合う2素子を順次に励振したときの2次元放射指向性を図5.15に示す。図5.15の半径方向および円周方向は、図5.14と同じく、各々天頂方向（ z 軸）からの角度 θ ，鉛直軸まわりの角度 ϕ を示している。ここで、球面配列の配列半径は、5.4.2節の検討結果および放射素子の素子間相互結合量⁽⁵²⁾が -20 dB以下となることから、1波長に選んでいる。このとき素子間隔は約0.7波長となる。配列素子，配列位置，素子指向性については、図5.14と同じである。移相器は5.4.3節の検討結果から 45° と 90° の2ビット移相器を用い、 45° 間隔で $\pm 135^\circ$ まで位相を変化させるものとする。これによりビームの数は42ビームとなる。図5.15の実線は各ビームの指向性利得が9 dBiとなる位置を示している。ビームを切り換えたときの最大指向性利得は10.2 dBiである。黒い部分は $\beta = 0^\circ$ と $\beta = 60^\circ$ に配置された素子が照射する領域を示している。本アンテナの場合、照射範囲（ $\theta = 20^\circ \sim 60^\circ$ ，一点鎖線）内では9.2 dBi以上の指向性利得が得られ、図5.14の単一励振の場合に比べて最小照射利得が2.2 dB高く、また利得変動は0.3 dB小さくなる。

次に、周方向にビームを切り換え制御しているときの指向性利得の変化について考える。周方向の回転速度（現実には船の旋回速度）を $10^\circ / \text{sec}$ としたときの指向性利得の変化を図5.16および図5.17に示す。図5.16は単一素子励振切り換え時、図5.17は2素子位相励振切り換え時である。図中のパラメータは観測方向（現実には衛星方向） θ である。なお、ここでは、追尾検出および制御の誤差を無視している。図5.16および図5.17から明らかなように、周方向にのみ切り換え可能なアレーにおいては、単一素子励振に比べて2素子位相励振の方が、最大指向性利得では1.5～2.0 dB程度大きくなり、利得偏差も小さくなることがわかる。特に、単一素子励振の利得偏差が観測方向 θ につれて単調増加するのに比べ、2素子位相励振では、観測方向にかかわらず、0.2～0.4 dB程度となっている。

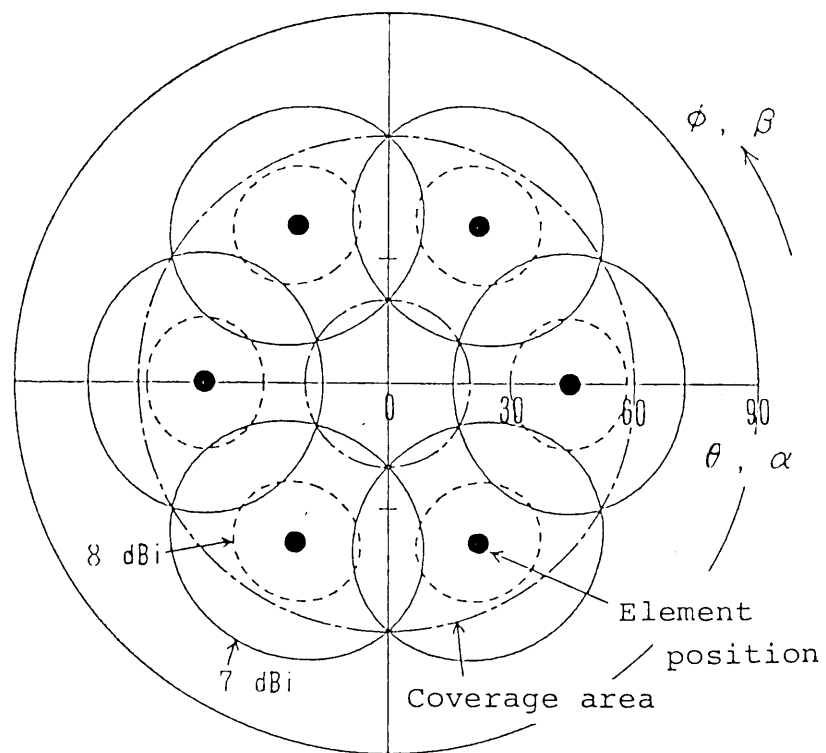


図 5.14 単一素子励振切り換え時の放射指向性

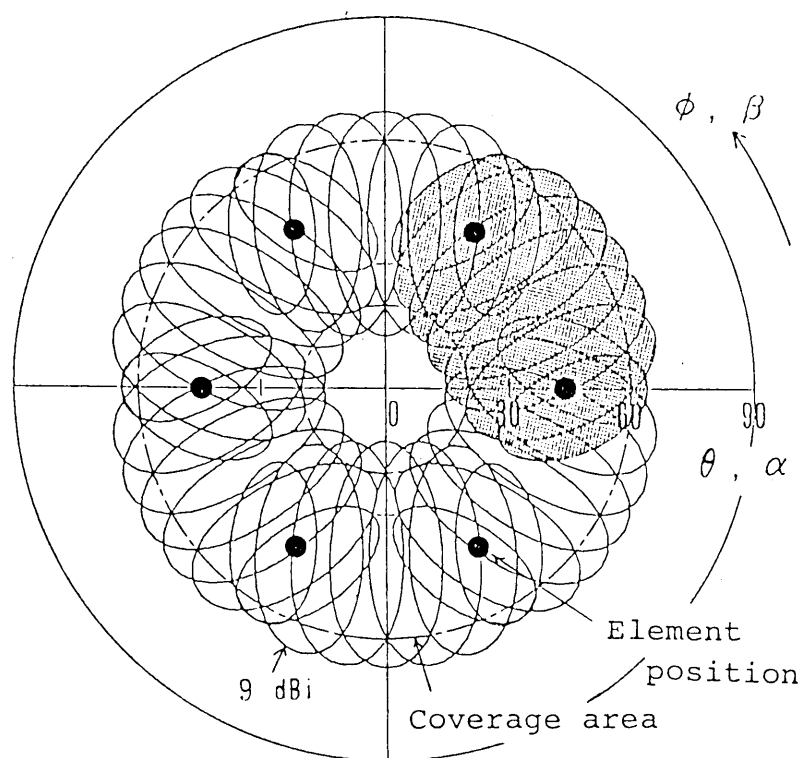


図 5.15 2 素子位相励振切り換え時の放射指向性

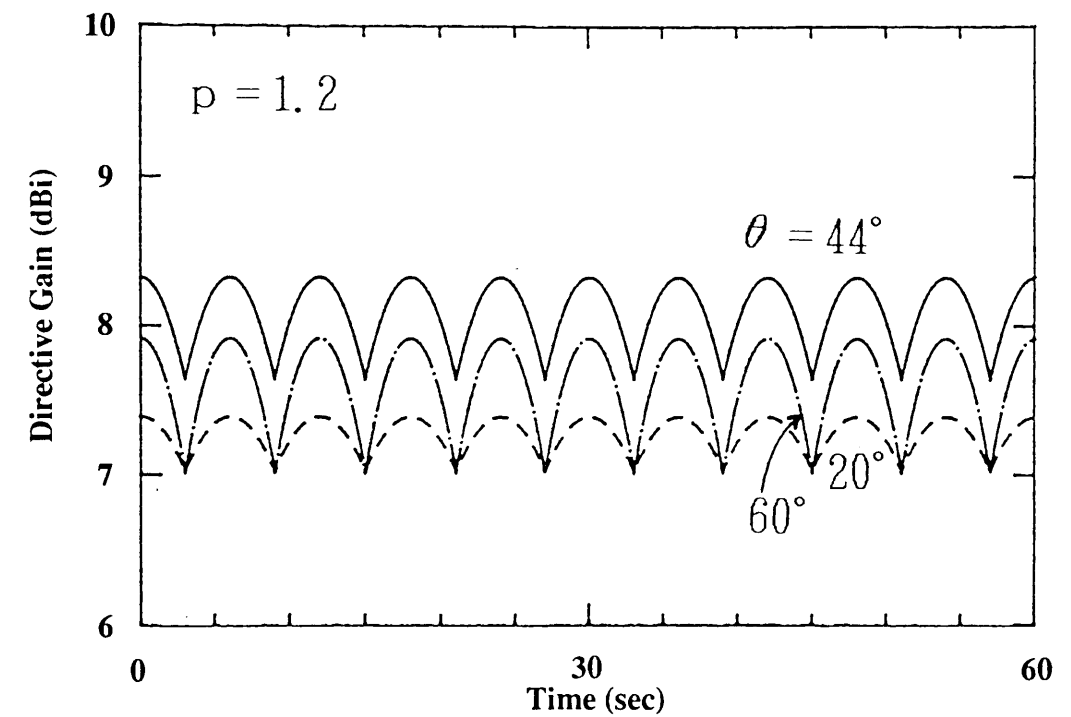


図 5.16 単一素子励振切り換え時の指向性利得の変化 (回転速度が $10^\circ / \text{sec}$ の時)

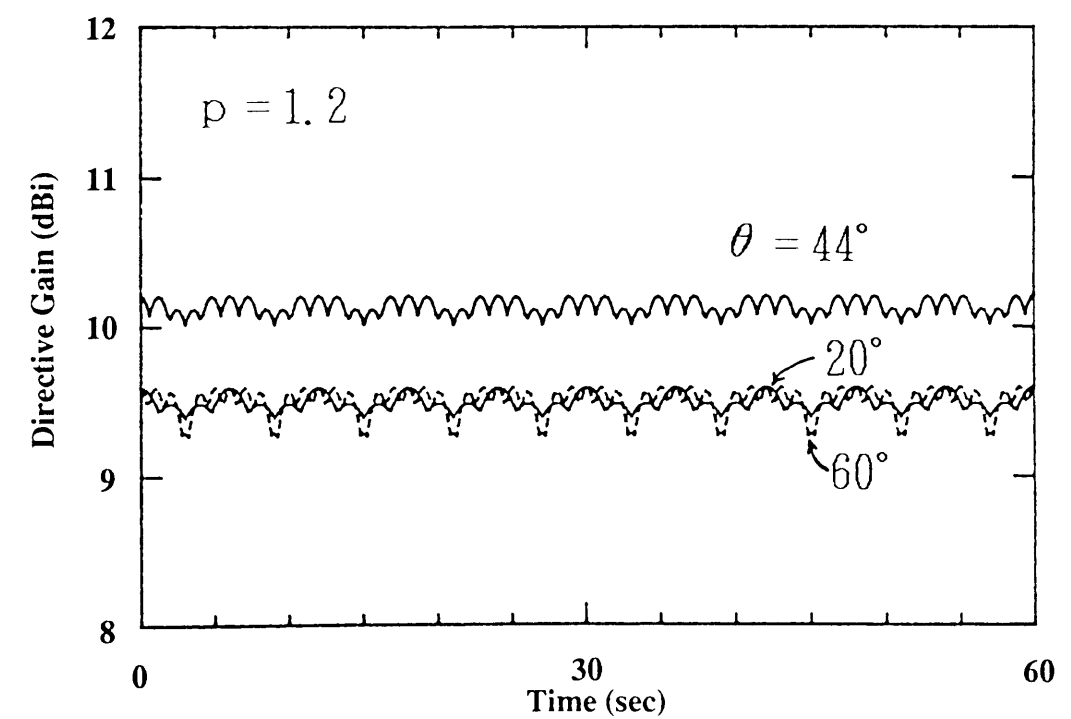


図 5.17 2 素子位相励振切り換え時の指向性利得の変化 (回転速度が $10^\circ / \text{sec}$ の時)

5.5 試作アンテナの構造と特性

5.5.1 試作アンテナの構造

L帯(1.6/1.5GHz帯)において、目標利得7dBiで設計したスイッチングアレーの外観を図5.18に、内部構造を図5.19に示す。

本アレーは、放射部と給電部および検出・制御部から構成されている。スイッチングアレー全体のブロック構成は図5.13に示したとおりである。給電部は方向性結合器で2分岐され、通信系とビーム走査のための検出・制御系に分かれている。実験のために製作したアンテナは図5.13の一点鎖線の上側部分であり、直径40cm、高さ20cmである。実用時には、送受分波器、LNA(低雑音増幅器)、PA(出力増幅器)も放射部の内側に置くことができる。

放射部は、送受共用を図るため、無給電素子の付加により広帯域化を図った円形MSA⁽⁵⁰⁾⁽³⁶⁾を放射素子として採用しており、円錐台形状に成形加工したプリント基板上に、エッチングにより素子を実現したものである。

使用したプリント基板は、BT(ビスマレイミド・トリアジン)レジン⁽⁷⁸⁾とシリカ粉とを基本組成とする成形基板である。成形形状は、エッチングの容易さから球面ではなく円錐台としている。円錐台形状であっても、素子の配列法は球面配列に含まれる。図5.19の右側の円錐台形状プリント基板は厚さ4mmであり、基板の外側に励振素子と右旋円偏波を発生させるための3dBハイブリッドとをプリントしている。一方、左側の基板は厚さ2mmであり、基板の内側に無給電素子をプリントしている。また、左側の基板はレドームの役目も果たしている。

放射素子は、5.4節の検討結果に基づいて、配列半径を1波長、素子間隔を約0.7波長に選んでいる。このとき文献(79)から、放射素子は、平面上にプリントした円形MSAの設計法で十分に設計可能である。

給電部は、図5.19に示すように、1入力3端子(SP-3T)スイッチを2個と45°および90°の2ビットからなる移相器2個とから構成されている。スイッチおよび移相器は、プリント基板上にエッチングにより構成されている。また、移相器は、挿入損失および位相誤差の低減から、ローディッドライン形を採用している。

本アンテナのビーム走査のための検出・制御は、5.4.4節で述べたとおりである。

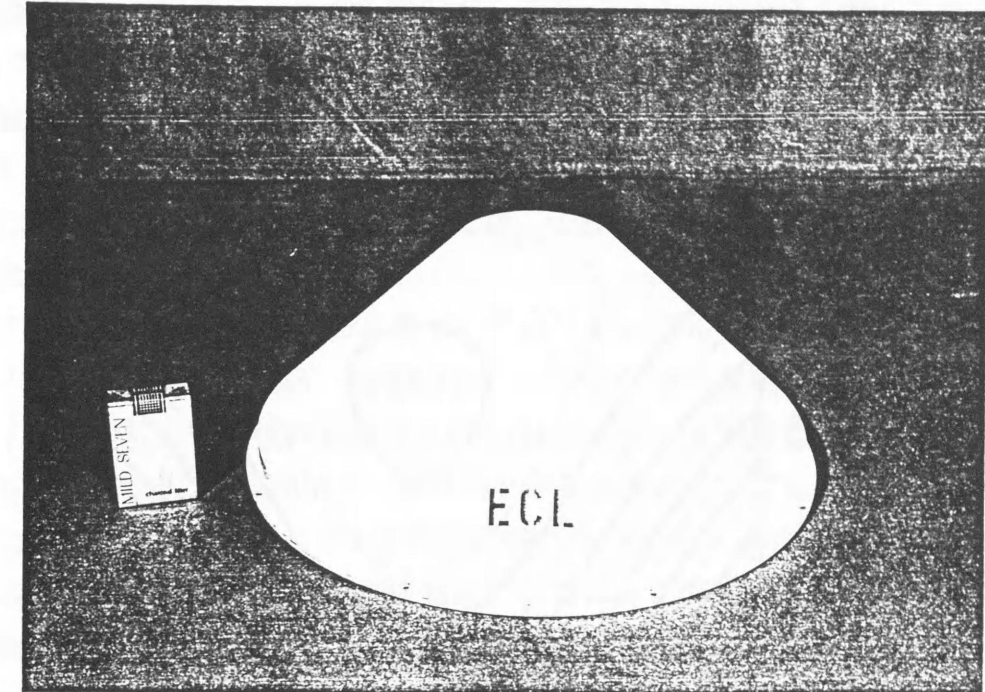


図5.18 スwitchングアレーの外観

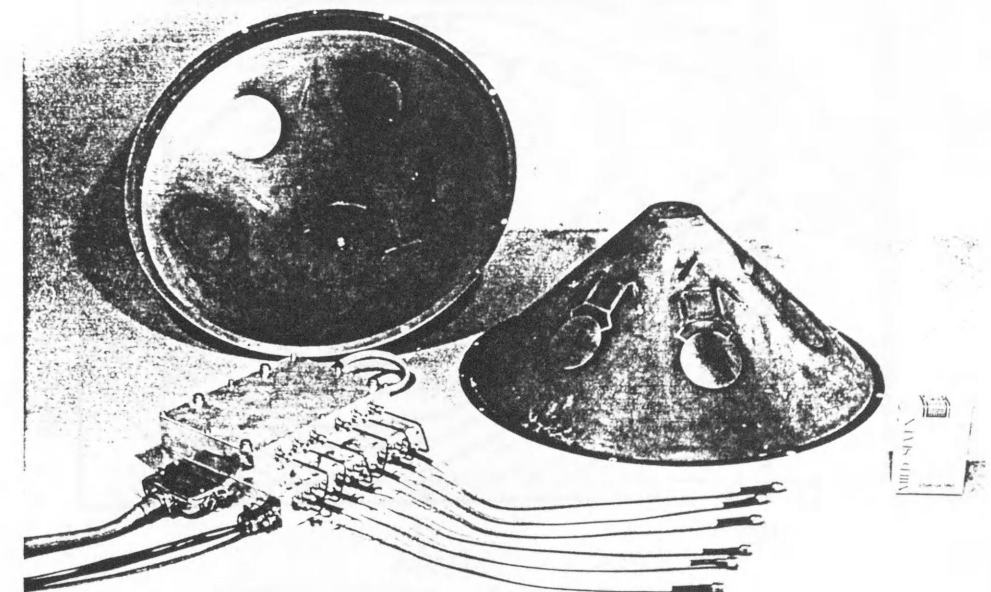


図5.19 スwitchングアレーの内部構造

5.5.2 試作アンテナの特性

本アンテナの隣接する2素子を1.6GHzで同相励振したときの2次元放射指向性を図5.20に示す。図5.20(a)は計算値、(b)は実測値である。

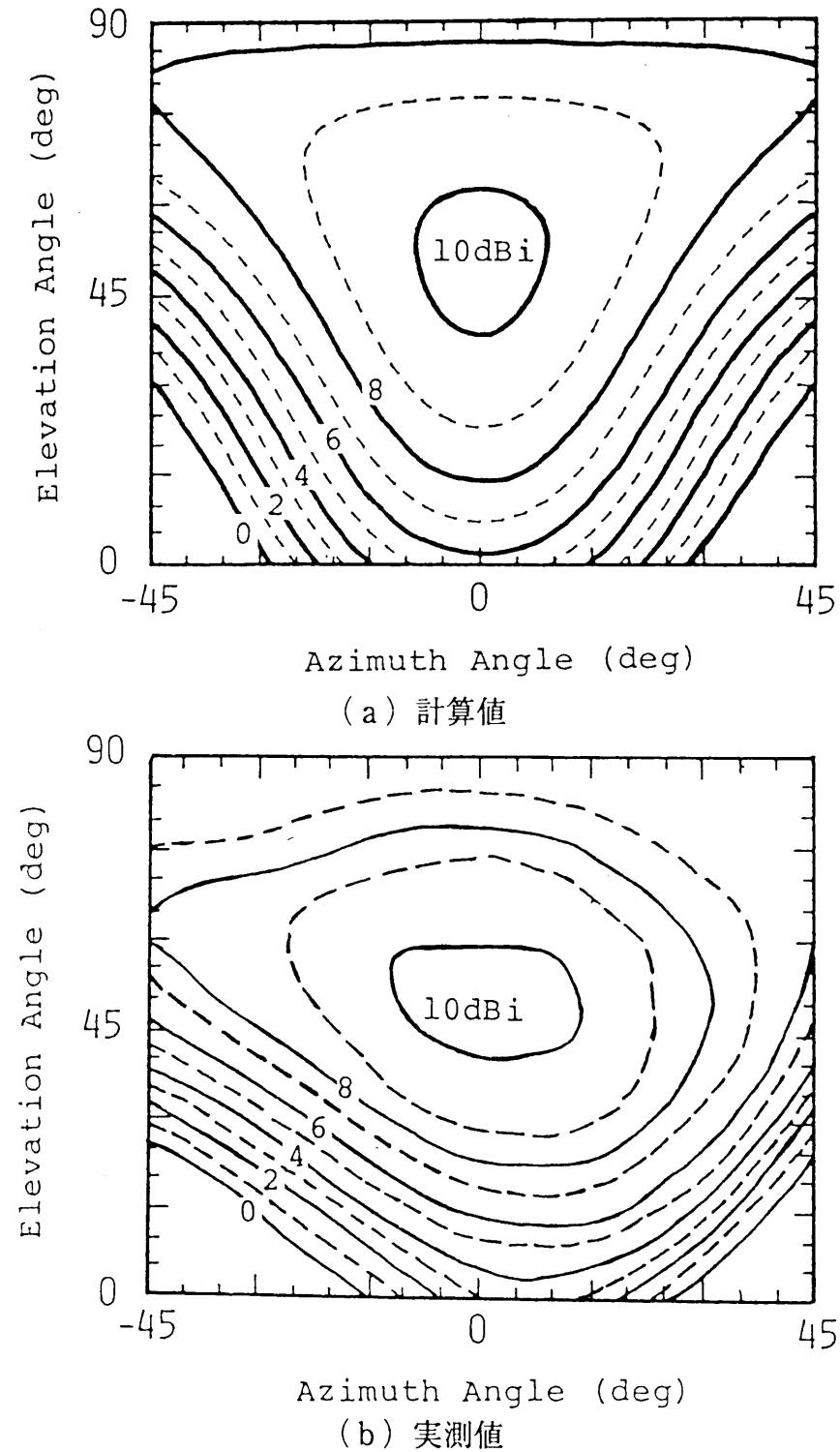


図5.20 2次元放射指向性

図5.20において、水平方向(ϕ 方向)の放射指向性がほぼ一致しているのに対し、仰角方向の実測値は計算値に比べて等レベルの線がつまった特性を示している。これは5.2節で述べたように式(5.5)の仮定に対して、仰角方向が無限平板と見なせない程度の有限地板であり、基板エッジからの散乱の影響を無視出来ないためであると考えられる。

なお、比帯域8%の周波数帯域においては、 $\pm 30^\circ$ の範囲内の放射指向性にはほとんど周波数による差が見られなかった。

本アンテナでは、5.4.3節の検討に基づいて 45° および 90° の2ビット移相器を用いている。2ビット移相器を、 45° 間隔で $135^\circ \sim -90^\circ$ まで変化させたときの $\theta = 44^\circ$ における ϕ 方向の放射指向性の実測値を図5.21に示す。 ϕ 方向の対称性が若干くずれてはいるものの、 $\pm 30^\circ$ の範囲内では利得低下が1dB程度以下であることが分かる。なお、 $\theta = 20^\circ \sim 60^\circ$ の領域における指向性利得の最大偏差は1.8dBであった。

これらの結果から、検出・制御が理想的に行われると仮定すれば、スイッチング時の利得変動は最大1.8dBとなる。

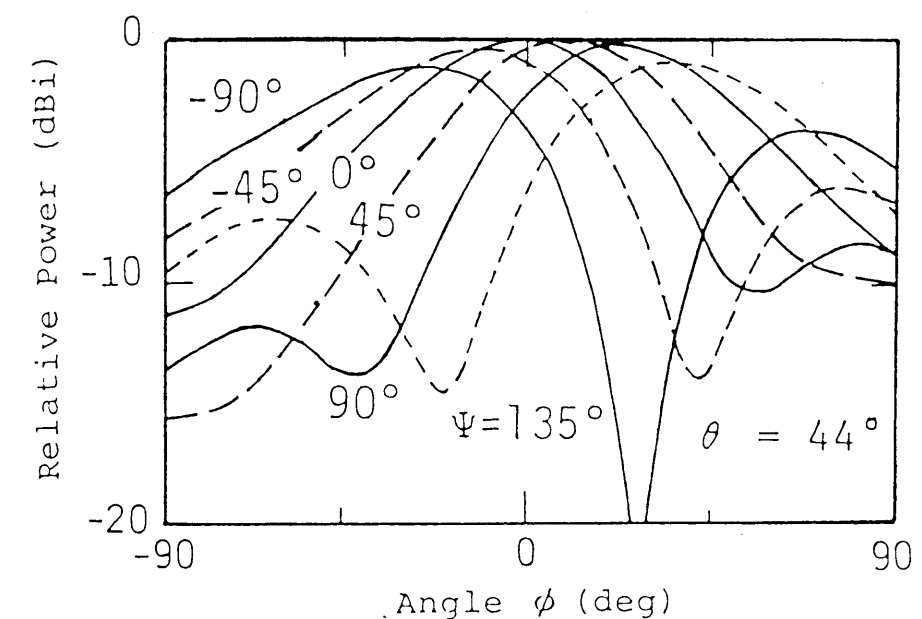


図5.21 ϕ 方向放射指向性

1.6GHzにおける放射指向性の実測値の積分から求めた指向性利得は10.8dBiである。この値は5.4節に示した計算値より0.6dB高い値を示している。その誤差の要因としては、仰角方向が無限平板と見なせない程度の有限地板であるために、5.2節の計算で仮定した素子の指向性 ($\cos^{1.2}\lambda$) と実際の素子指向性とが異なったことによるもの、測定誤差によるもの等が考えられる。

前者の影響を明らかにするために、同基板上の放射素子単体の放射指向性の実測値から指向性利得を求めた。1.6GHzにおける素子の指向性利得は9.1dBiであり、仮定した素子の指向性利得 (8.3dBi) に比べて、0.8dBの利得増が認められた。また、実測した放射指向性を素子指向性 $g(\lambda, \mu) = \cos^p \lambda$ として近似した結果、 $\mu = 0^\circ$ 面 (仰角面と一致) は $p = 2.5$ 程度、 $\mu = 90^\circ$ 面 (仰角面と直交) は $p = 1.2$ 程度の値であった。そこで、 $\mu = 0^\circ$ 面に $\cos^{2.5}\lambda$ 、 $\mu = 90^\circ$ 面に $\cos^{1.2}\lambda$ の素子指向性を持つと仮定して放射指向性を再計算した結果、2素子同相励振時の指向性利得は11.0dBiとなり、実測値とほぼ一致する値が得られた。

なお、比帯域8%の周波数帯域における指向性利得は、0.3dBの利得偏差を持つことが測定により確認されている。

実測した通信系の給電部の挿入損失は、比帯域8%において、SP-3Tスイッチが0.4dB以下、2ビット移相器が0.5dB以下、線路損失が0.2dB以下であり、給電部の回路全体で1.1dB以下である。この給電部の回路損失に、放射素子と3dBハイブリッドからなる放射部の損失0.3dBと、通信系と検出・制御系とを分岐するための方向性結合器の挿入損失0.5dBを考慮すると、比帯域8%における給電系の回路損失による利得低下は最大1.9dBとなる。

この給電系の回路損失による利得低下と、先に述べたスイッチング時の利得偏差1.8dBを考慮しても、比帯域8%において目標利得7dBiを得ることが可能である。

本アンテナの楕円偏波率は、 $\theta = 20^\circ \sim 60^\circ$ の照射領域、および比帯域8%において、3dB以下であった。楕円偏波率は移動局装置に対しては損失という形でのみ影響を及ぼす。本アンテナの場合、軸比劣化による損失は、0.1dB程度である。

本アンテナの放射素子のVSWRは、無給電素子を付加した円形MSA⁽⁵⁰⁾⁽³⁶⁾の採用により、比帯域8%にわたって1.5以下であった。給電回路の各構成回路のVSWRは1.3以下で設計しており、給電回路全体のVSWRの実測値は、比帯域8%にわたって1.5以下であった。

5.6 むすび

球面配列スイッチングアレーを実用に応用すべく、その問題点である配列素子数の低減について検討し、同時に励振する素子の数だけ移相器を用いて配列素子数を低減する方法を提案した。移相器の採用により、従来のスイッチングアレーに比べて配列素子数を1/2以下に低減でき、また全素子に移相器を設けるフェイズドアレーアンテナに比べても移相器の数を大幅に少なくできると共に、2ビット程度のビット数の少ない簡易な移相器でも充分であることを明らかにした。

具体的な設計例として、周方向切り換え形スイッチングアレーを取り上げ、2素子を単位として切り換えを行う2素子位相励振アンテナの配列素子数、移相器のビット数および最小位相量等について検討し、その設計法を示した。日本近辺で用いる移動局アンテナに要求される衛星追尾範囲 ($\theta = 20^\circ \sim 60^\circ$) において、利得7dBiを得るためには、球面配列スイッチングアレーの配列素子数は6素子で充分であり、また用いる移相器も45°と90°ビットからなる2ビット移相器を2個用いれば充分であることを明らかにした。

設計法の妥当性を確認するために、円錐台形状に成形加工したプリント基板上に6素子のMSA素子をプリントしたスイッチングアレー、および45°と90°の2ビット移相器を2個を用いた給電スイッチ回路を製作し、特性を測定した。この結果、同時励振素子の数だけ移相器を用いる方法の採用により、簡易な電子ビーム走査アンテナが実現できることが明らかになった。また、実際に衛星追尾に対するビーム制御を行うための検出・制御法についても構成例を示した。

以上のことから、低コストで小型かつ電子的ビーム走査の可能な球面配列スイッチングアレーアンテナの実現性が明らかとなった。

第6章 ホーンとMSAアレーを用いた二周波数帯 共用反射鏡アンテナ

6.1 まえがき

第3章から第5章においては、円形あるいは楕円形MSAを素子とするアレーアンテナの設計法について述べた。本章では、一見異なる範疇にある反射鏡アンテナと先に述べたMSAを組み合わせて用いることについて検討し、その設計法を明らかにするとともに、実現した結果について示している。

反射鏡アンテナは、他の形式のアンテナに比べて、一般に広帯域な周波数特性を有している。従来から、公衆無線通信用、レーダ用をはじめとする各種無線方式用多周波数帯共用アンテナとして、反射鏡アンテナが用いられてきた最大の理由は、この広帯域特性にある。従って、MSAの二周波数帯共用化では対応しきれない多周波数帯共用化には、反射鏡アンテナをもちいるのが望ましい。

反射鏡アンテナの周波数特性は、主として一次放射器系の性能に依存している。従って、多周波数帯で共用するためには、一次放射器系の多周波数帯共用化を図る必要がある。従来の多周波数帯共用化の方法としては、一次放射器として多周波数励振ホーンを用いる方法、周波数選択板を用いて各々の周波数専用一次放射器を用いる方法等が用いられている。

多周波数励振ホーンを用いた実現例としては、地上マイクロ波回線で用いている4/5/6GHz帯共用オフセットアンテナ⁽⁸⁰⁾、30/20GHz帯共用地球局アンテナ⁽⁸¹⁾等が代表的なものである。これらのアンテナの場合、使用する最高周波数と最低周波数の比は1.5~1.8程度である。この値以上の周波数比で用いた場合、高い周波数においてホーンの指向性が鋭くなり過ぎ、主反射鏡の中心部のみ照射することとなり、高い周波数帯におけるアンテナの開口能率が低下する。すなわち、各周波数帯におけるアンテナとしての性能を考慮した場合、共用可能周波数幅に限度がある。

一方、周波数選択板を用いた実現例としては、衛星搭載用アンテナ⁽⁸²⁾⁽⁸³⁾がある。この種のアンテナでは、複数の周波数の電波が各々専用のホーンによって給電されるため、各々の周波数において開口能率の高い照度分布を得ることができる。また、共用する周波数帯の周波数比も比較的大きくとすることが可能である。しかし、周波数選択板の損失による利得低下、製造の難しさによる価格上昇等の問題がある。

本章では、最高周波数と最低周波数の比が5以上に離れた場合の周波数帯共用化に

着目し、上記の問題を解決する方法として、ホーンとMSAアレーを併置した新しい構成の一次放射器を用いる二周波数帯共用アンテナを提案し、その設計法について述べるとともに、実験によりその妥当性を明らかにする。

まず、6.2節において、ホーンとMSAアレーを併置した二周波数帯共用一次放射器の具体的構成、構造パラメータと各周波数における放射パターンとの関係について述べる。次に6.3節において、前記の二周波数帯共用一次放射器をオフセットパラボラアンテナの一次放射器として用いた場合の開口能率、エッジレベルについて検討し、共用周波数の周波数比をパラメータとしたときの、各周波数における開口能率、エッジレベルの限界値を示すとともに、二周波数帯共用アンテナを構成する二周波数帯共用一次放射器の最適パラメータの決定法を明らかにする。最後に、試作した二周波数帯共用一次放射器を反射鏡と組み合わせて特性を実測し、6.3節で述べた二周波数帯共用アンテナの最適パラメータの決定法の妥当性を明らかにするとともに、本論文で提案する構成が、比較的周波数が離れた（周波数比で約5以上離れた）周波数帯共用反射鏡アンテナとして有効であることを示す。

6.2 二周波数帯共用一次放射器

6.2.1 ホーンとMSAアレーの併置

ホーンとMSAアレーとを組合せ配置した二周波数帯共用一次放射器の構成を図6.1に示す。共用する2つの周波数のうち低い周波数帯については、 2×2 素子の円形MSAを素子とするMSAアレーによって、高い周波数帯についてはMSAアレーの中心部の空間に設置したホーンアンテナによって各々反射鏡を照射する構造である。

実際に用いるホーンとしては、コルゲートホーンあるいはデュアルモードホーンが有効であり、MSAアレーの素子としては、無給電素子を有する広帯域MSA⁽⁵⁰⁾⁽³⁶⁾が有効である。これらは、通信用アンテナとして用いるために要求される広帯域特性、回転対称性を満足する。

6.2.2 共用一次放射器の放射指向性の計算式

共用一次放射器の放射指向性を与える計算式を以下に示す。

ホーンの放射指向性 $F(\theta)$ は、図6.1の座標系において次式で表される⁽⁸⁴⁾。ここで、計算の簡単化のために、ホーンはデュアルモードホーンを仮定している。

$$F(\theta) = \left\{ \left[1 - \left(\frac{u}{u_{11}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} + \cos \theta \right\} \frac{J_1'(u \sin \theta)}{1 - \left(\frac{u \sin \theta}{u_{11}} \right)^2} \quad \cdots (6.1)$$

式(6.1)において、 u は波長で規格化したホーンの開口の円周であり、 u_{11} は $J_1'(u) = 0$ の根である。

一方、MSAアレーの放射指向性 $|E(\theta, \phi)|$ は次式で与えられる。

$$|E(\theta, \phi)| = |g(\theta, \phi) f(\theta, \phi)| \quad \cdots (6.2)$$

ただし、 $g(\theta, \phi)$ は素子指向性(エレメントパターン)を、 $f(\theta, \phi)$ は配列指向性(アレーファクタ)を示しており、配列指向性 $f(\theta, \phi)$ は次式で与えられる。

$$f(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \exp [j k_0 (\mathbf{e}_r \cdot \mathbf{e}_p)] \quad \cdots (6.3)$$

ここで、 A_n は n 番目($1 \leq n \leq N$)の素子の励振振幅、 k_0 は自由空間中の伝搬定数

である。また、 \mathbf{e}_r は放射ベクトル、 \mathbf{e}_p は位置ベクトルであり、次式で与えられる。

$$\mathbf{e}_r = (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi, \cos \theta) \quad \cdots (6.4)$$

$$\mathbf{e}_p = (d_n \cos \psi_n, d_n \sin \psi_n, 0) \quad \cdots (6.5)$$

ただし、 d_n および ψ_n は、各々 n 番目の素子の配列半径および配列角度とする。ここで、MSAアレーの素子数は、一次放射器として要求されるビーム幅および給電回路等の簡易性を考慮して4素子とする。従って、素子間隔を d とすると、

$$N = 4 \quad \cdots (6.6)$$

$$d_n = d / \sqrt{2} \quad \cdots (6.7)$$

$$\psi_n = (2n - 1) \pi / 4 \quad (1 \leq n \leq 4) \quad \cdots (6.8)$$

である。

素子指向性 $g(\theta, \phi)$ は簡単化のために

$$g(\theta, \phi) = \cos^p \theta \quad \cdots (6.9)$$

と仮定する。なお、本論文では、アレーの素子として広帯域MSA⁽⁵⁰⁾⁽³⁶⁾を用いるため、文献(36)に示されている放射指向性の実測値を近似した結果に基づいて、以下の計算では $p = 1.2$ としている。

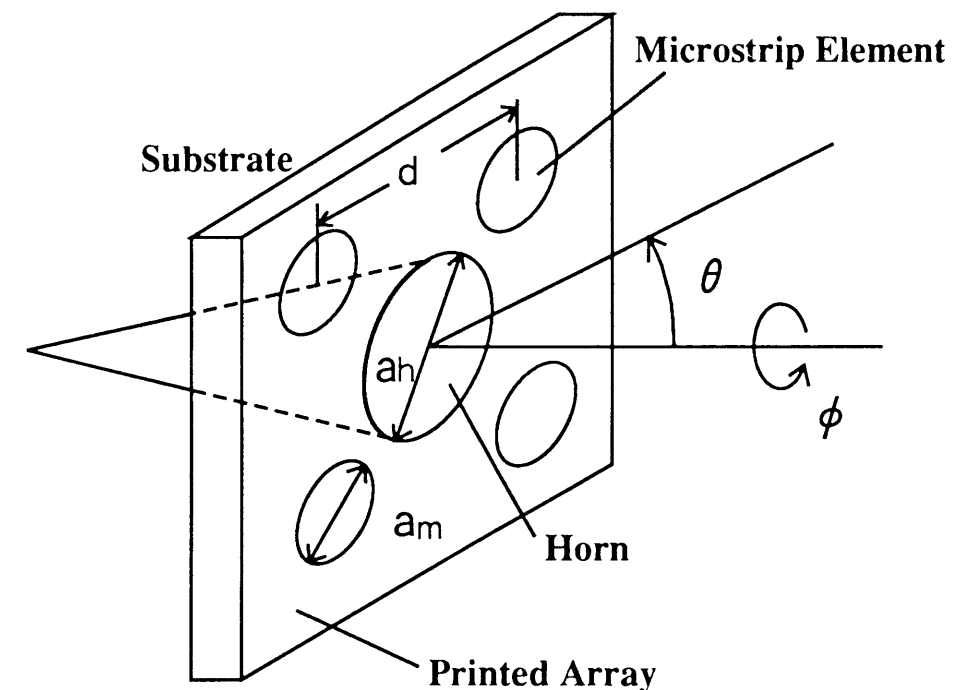


図6.1 ホーンとMSAアレーを併置した一次放射器の構造

6.2.3 共用一次放射器の機械的制約条件

反射鏡アンテナでは、所望の開口能率やエッジレベルを実現するため、一次放射器のビーム幅は所望の特性に合わせて任意に決定できねばならない。通常、ホーンのビーム幅はホーンの開口径 a_h によって決定でき、一方、MSAアレーのビーム幅はアレーの素子間隔 d により決定できる。しかし、図6.1の構成においては、ホーンをMSAアレーの素子間に配置するため、素子間隔を決めればホーンの最大寸法が決定され、逆に、ホーンの寸法を決めれば、MSAアレーの最小素子間隔が決定される。

MSAアレーの素子の直径を a_m とすると、アレーの素子間隔 d およびホーンの開口径 a_h は、式(6.10)の条件を満足しなければならない。

$$d > (a_h + a_m) / \sqrt{2} \quad \dots (6.10)$$

ここで、ホーンおよびMSAアレーの励振周波数を各々 f_u および f_l 、波長を各々 λ_u および λ_l とすると、式(6.10)から、 a_h / λ_u と d / λ_l とは次式を満足しなければならないことが容易に導かれる。

$$\frac{d}{\lambda_l} > \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{a_h}{\lambda_u} \frac{f_l}{f_u} + \frac{a_m}{\lambda_l} \right) \quad \dots (6.11)$$

ここで、MSAアレーの素子の直径 a_m は、比誘電率2.55のテフロンガラスラミネート基板を用いることを仮定して、 $0.35 \lambda_l$ とする。なお、誘電体のかわりに比誘電率が1.0である空気層を用いる場合は、 $a_m = 0.54 \lambda_l$ 、また比誘電率が3.7のBT（ビスマレイミドトリアジン）レジン基板を用いる場合は、 $a_m = 0.29 \lambda_l$ となる。比誘電率が高くなるにつれて素子の直径 a_m が小さくなるため、式(6.11)から明らかなように、ホーンとMSAアレーを併置する機械的制限は、比誘電率が高いほど緩くなることが分かる。

つまり、図6.1の構成の一次放射器を使用する場合、式(6.11)の寸法制限のもとで、各周波数におけるアンテナ特性が単一周波数の一次放射器で照射した場合に比べ、どのような制限を受けるのかを明らかにする必要がある。この点については、6.3節においてオフセットパラボラアンテナの場合を例に、共用する周波数比とアンテナの開口能率やエッジレベルとの関係を数値計算により明らかにする。

6.2.4 共用一次放射器が互いの指向性に及ぼす影響

ホーンとMSAアレーの併置による二周波数帯共用化において、アンテナの併置が互いの指向性に及ぼす影響を明らかにするために、11GHz帯および2GHz帯を共用する一次放射器を試作した。

ホーンは11GHz帯で設計した小口径コルゲートホーン⁽⁸⁵⁾を用い、MSAアレーには2GHz帯で設計した無給電素子を有する広帯域MSA素子⁽⁵⁰⁾⁽³⁶⁾を用いている。ホーンの開口径 a_h は $2.1 \lambda_u$ (λ_u は、ホーンに対する使用波長)、一方、MSAアレーの素子間隔 d は $0.73 \lambda_l$ (λ_l は、MSAアレーに対する使用波長)である。MSAアレーの地板は $1.5 \lambda_l \times 1.5 \lambda_l$ であり、中心にホーンのための穴をあけている。また、ホーンの開口面はMSAアレーの地板の面になるように、軸方向の位置を決定している。MSAアレーの給電分配回路には、MSA素子と同一面に配置されたマイクロストリップ線路とセミリジッド同軸線路を用いている。

図6.2および図6.3に、各々11.175GHzおよび2.2GHzにおけるE面放射指向性を示す。図中の実線は併置したときの特性、破線は単体のときの特性を示している。図から明らかなように、反射鏡を照射する主ビームに関しては、ホーンとMSAアレーの併置が互いのアンテナの放射指向性に与える影響は殆ど無いことがわかる。

なお、このときのVSWRは、比帯域約9%の周波数帯域において、11GHz帯で1.05以下、2GHz帯で1.19以下である。また、交差偏波識別度は、11.175GHzにおいて55dB、2.2GHzにおいて33dBであり、このときの垂直／水平の偏波間結合度は、11.175GHzで-48dB、2.2GHzで-34dBであった。

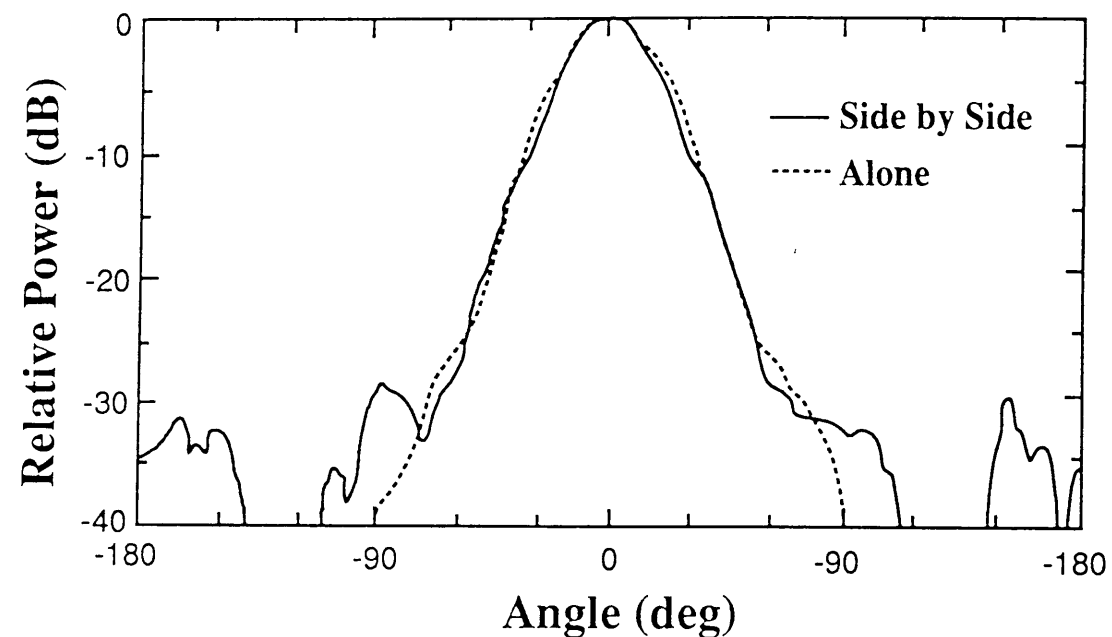


図 6.2 ホーンの放射指向性 (11.175GHz)

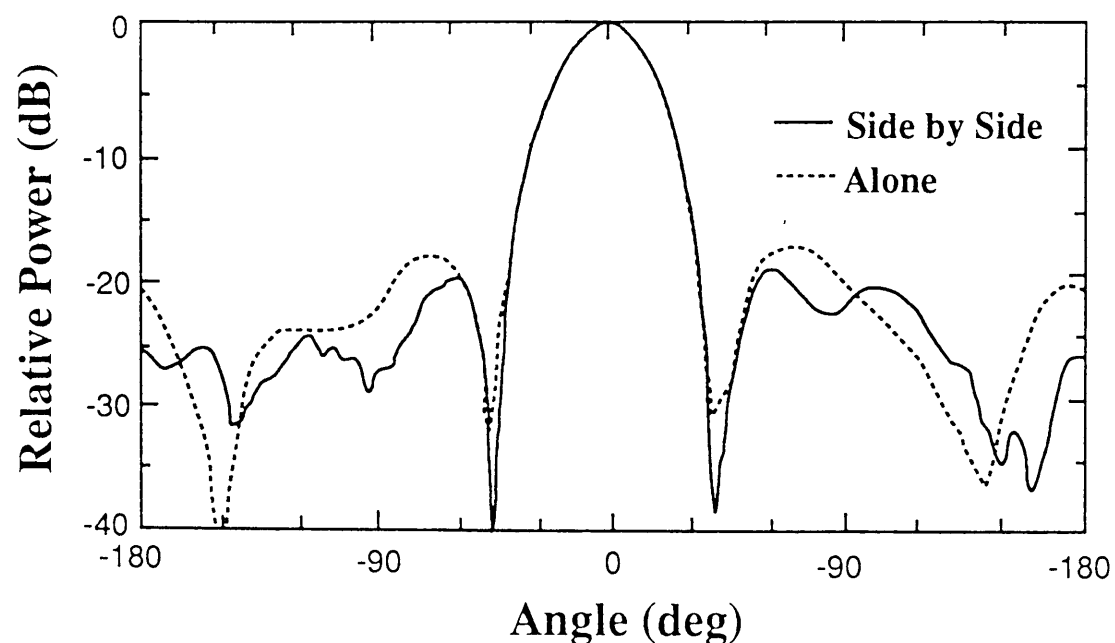


図 6.3 MSAアレーの放射指向性 (2.2GHz)

6.3 共用一次放射器の構造パラメータとアンテナ特性との関係

6.3.1 アンテナの放射指向性の計算

本節では、6.2節で述べたホーン（高域周波数帯用）と、MSAアレー（低域周波数帯用）を併置した二周波数帯共用一次放射器により、オフセットパラボラアンテナを照射したときの開口能率、反射鏡エッジレベルについて、数値計算を行い、一次放射器構造パラメータとアンテナ特性との関係を明らかにする。オフセット反射鏡アンテナの放射指向性は、各々の一次放射器が式(6.1)～(6.9)で表される指向性を持つものとして電流分布法を用いて計算する。

6.3.2 アンテナのエッジレベル

オフセット反射鏡アンテナの開口能率は、反射鏡のエッジレベルを決めることにより一意的に決定される。これは、反射鏡のエッジレベルを決めることにより、開口分布がホーンの指向性から決定され、さらに開口分布から近軸の放射指向性が一意的に決まるためである。従って、所望の近軸サイドローブレベルおよび開口能率を得るためには、反射鏡エッジレベルを最適値に選ぶ必要がある。通常、開口能率を最大にする反射鏡エッジレベルは、ほぼ-10～-15 dB程度であることは一般にも良く知られている。

ところで、単一周波数のアンテナでは、所望の近軸サイドローブレベルおよび開口能率を満足するように、反射鏡エッジレベルを決定すればよい。しかし、二周波数帯共用アンテナでは、2つの周波数帯における開口能率のバランスを考慮した設定が必要である。

図6.4および図6.5は、各々ホーンの開口径 a_h/λ_u およびMSAアレーの素子間隔 d/λ_l に対するエッジレベルの変化を示したものである。ここで λ_u および λ_l はそれぞれホーンおよびMSAアレーにおける使用波長である。

エッジレベルは、ホーン開口径またはMSAアレーの素子間隔に比例して小さくなる。しかし、MSAアレーにおいては、素子間隔がある値以上になると、グレーティングローブが大きくなり、逆にエッジレベルは高くなる。また、実際にはホーンとMSAアレーを配置するためには、両者の重なりを避ける必要があり、6.2.3節の式(6.11)の機械的制限を受ける。

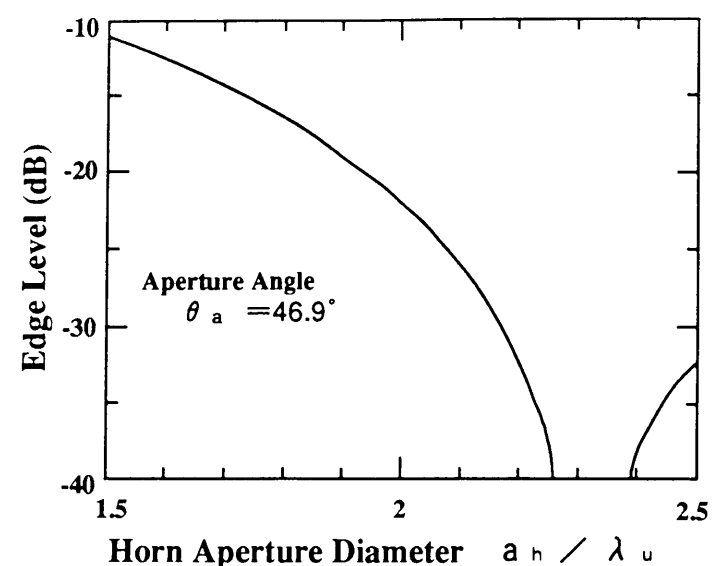


図 6.4 ホーンの開口径に対するアンテナのエッジレベル

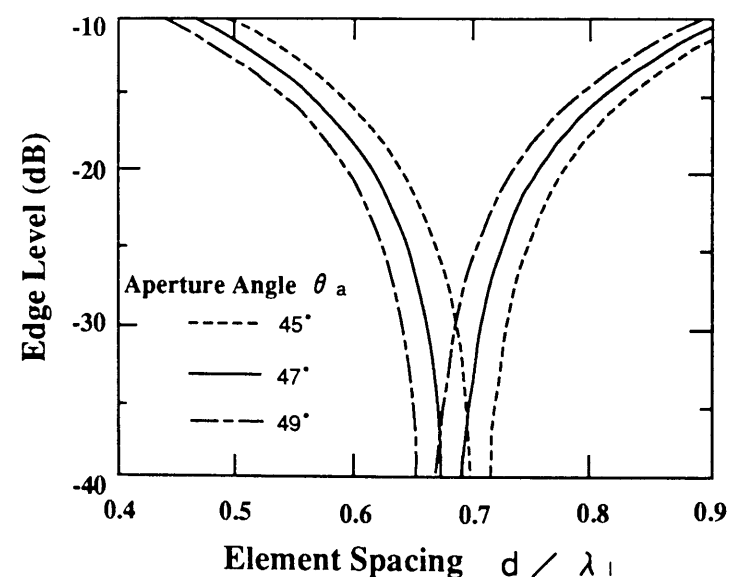


図 6.5 MSAアレーの素子間隔に対するアンテナのエッジレベル

図 6.6 は、ホーンの開口径 a_h / λ_u と MSA アレーの素子間隔 d / λ_l に対して、両周波数帯において本オフセット反射鏡アンテナがとり得るエッジレベルを示したものである。開口角 θ_a は 46.9° としている。ここで、図中の直線群は通常の高線表示とは異なり、図中の実線で囲まれた部分は、両周波数帯において、図中に示された値より低いエッジレベルを有する領域を示す。例えば、反射鏡のエッジレベルを -15dB 以下とするためには、ホーンについては開口径 a_h を 1.73 波長前後、MSA アレーについては素子間隔 d を 0.56 波長前後に選ぶ必要のあることがわかる。また、図中の斜めに交差した 2 曲線は、ホーンと MSA アレーで照射されたオフセット反射鏡アンテナの各々の周波数におけるエッジレベルが等しくなるパラメータの関係を与えている。ここでは、この曲線を等エッジレベル曲線と呼ぶ。

図中の斜線（一点鎖線）は、6.2.3 節の式 (6.11) の両辺が等しくなる関係を示している。一点鎖線のパラメータは周波数の比 f_u / f_l であり、一点鎖線より上の領域がホーンと MSA アレーが重ならずに配置できる部分である。図 6.6 から明らかなように、開口能率を最大にする反射鏡エッジレベルである $-10 \sim -15\text{dB}$ 程度を得るためには、周波数の比 f_u / f_l が 5 程度以上であれば、各々の一次放射器を独自に最適設計することが可能であることがわかる。

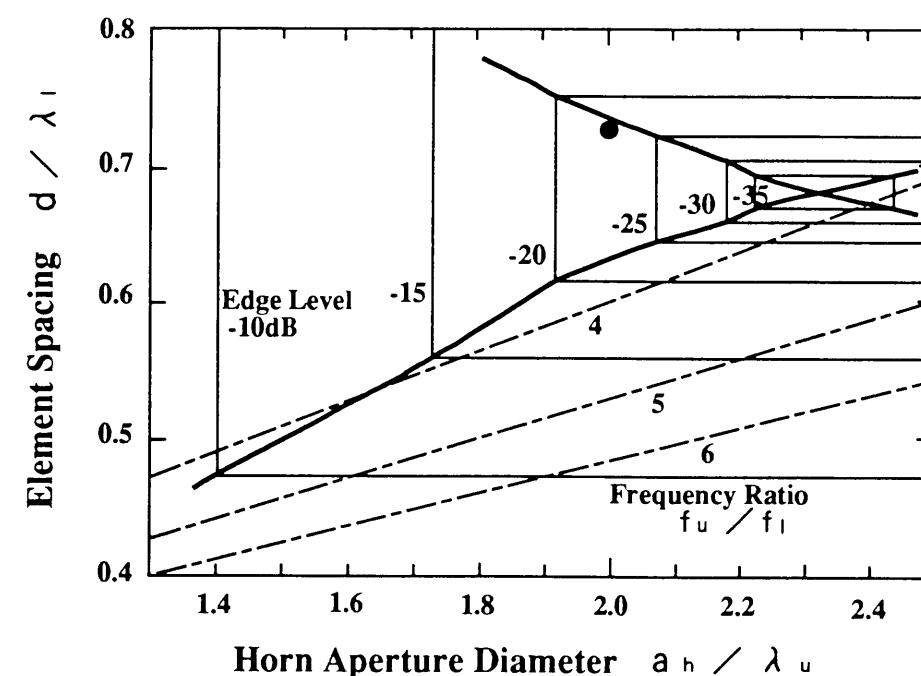


図 6.6 二周波数帯共用オフセットパラボラアンテナのエッジレベル

6.3.3 アンテナの最大開口能率

6.3.2節で述べたように、オフセット反射鏡アンテナの開口能率はエッジレベルの決定により一意的に決定される。

図6.7および図6.8に、各々ホーンの開口径 a_h/λ_u およびMSAアレーの素子間隔 d/λ_l に対する開口能率の変化を示す。ただし、オフセット反射鏡アンテナのパラメータは、開口角 θ_a を 46.9° 、オフセット角 θ_o を 53.5° 、および給電角 θ_f を 55° としている（図6.10参照）。なお、ここでは、給電線路損失等は考慮していない。

図6.7および図6.8から明らかなように、最大開口能率を与えるホーン開口径およびMSAアレーの素子間隔には最適値が存在し、 a_h が1.5波長、 d が0.5波長近辺で開口能率はいずれも72%となる。なお、開口角 θ_a を大きくすると、最大開口能率を与えるホーンの開口径とMSAアレーの素子間隔は小さくなる。

図6.9は、ホーンの開口径 a_h/λ_u とMSAアレーの素子間隔 d/λ_l に対して、両周波数帯においてオフセット反射鏡アンテナがとりうる開口能率を、図示したものである。実線で囲まれた部分は、高域および低域の両周波数帯において、図中に示された値以上の開口能率を満たす領域を示している。また、図中の斜めに交差した2曲線は、ホーンとMSAアレーで照射されたオフセット反射鏡アンテナの各々の周波数における開口能率が等しくなるパラメータの関係を与えている。ここでは、この曲線を等開口能率曲線と呼ぶ。なお、開口角 θ_a を大きくすると、最大開口能率を与える点（▲印）は、図の左下方向に移動する。

図中の斜線（一点鎖線）は、6.2.3節の式（6・11）の両辺が等しくなる関係を示す。斜線のパラメータは共用する周波数帯の周波数比 f_u/f_l である。各々の斜線に対して下側の領域ではホーンとMSAアレーが重なるため、各斜線の上側の領域が実現しうる領域である。従って、 $f_u/f_l = 5$ 以上において、各々の周波数では72%の最大開口能率（▲印）が実現できる。すなわち、6.3.2節で述べたように、周波数の比 f_u/f_l が5以上の場合に、各々の一次放射器の最適設計を独自に行うことが可能であることがわかる。

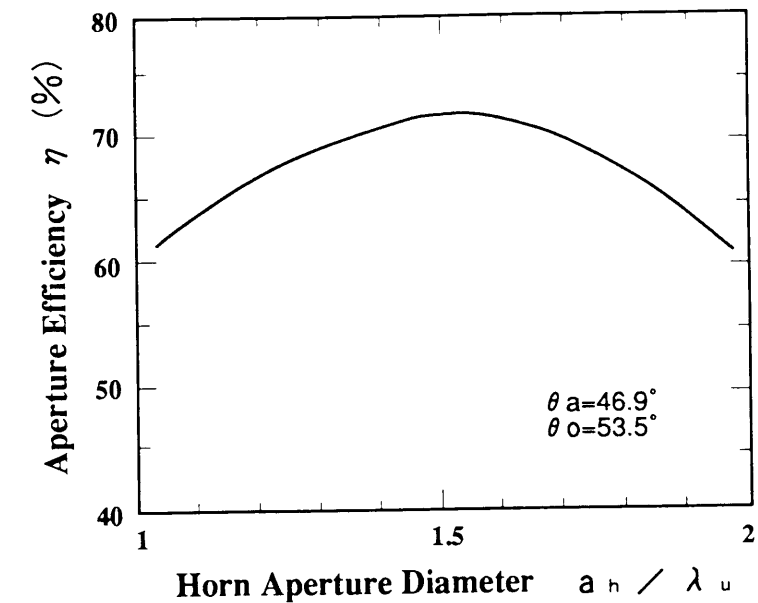


図6.7 ホーンの開口径に対するアンテナの開口能率

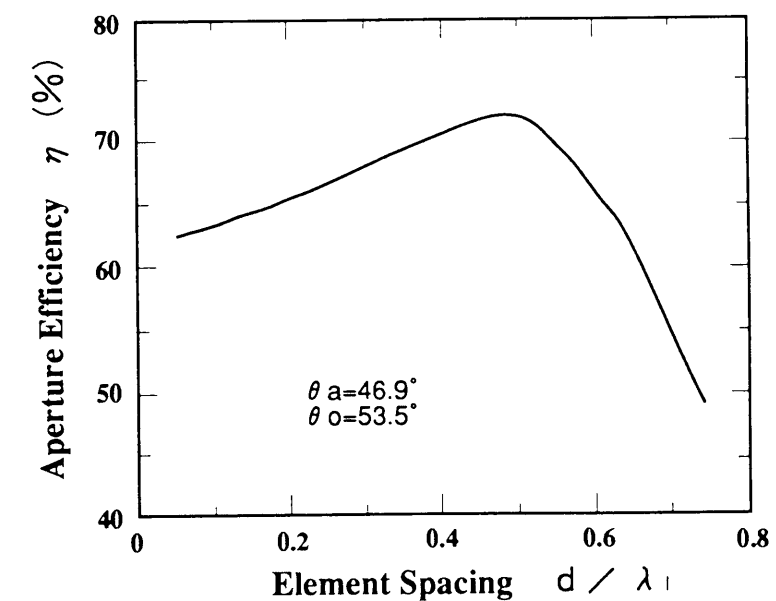


図6.8 MSAアレーの素子間隔に対するアンテナの開口能率

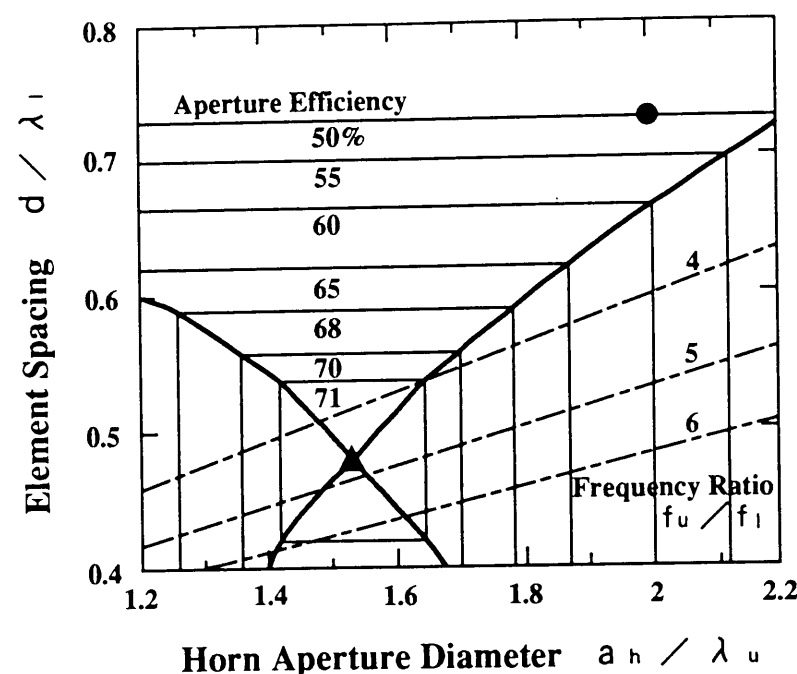


図 6.9 二周波数帯共用オフセットパラボラアンテナの開口能率

6.3.4 アンテナの最適設計

オフセット反射鏡アンテナのエッジレベルおよび開口能率は、一次放射器であるホーンの開口径 a_h / λ_u および MSA アレーの素子間隔 d / λ_l を決めることにより一意的に決定される。従って、最適設計のためには、一次放射器の開口径あるいは素子間隔を任意に決定できる必要がある。しかし、6.3.2 節および 6.3.3 節で述べたように、二周波数帯共用オフセット反射鏡アンテナでは、周波数の比 f_u / f_l により制限を受ける。

図 6.6 および図 6.9 では、オフセット反射鏡アンテナの鏡面パラメータが、開口角 $\theta_a = 46.9^\circ$ 、オフセット角 $\theta_o = 53.5^\circ$ および給電角 $\theta_f = 55^\circ$ の場合について結果を示したが、任意の開口能率を得るためには、周波数比 f_u / f_l が 5 程度以上でなければならないことが明らかである。また、両周波数帯とも同じエッジレベルあるいは同じ開口能率とするためには、図 6.6 に示した等エッジレベル曲線あるいは図 6.9 に示した等開口能率曲線上の点に対する開口径と素子間隔を選べば良いことがわかる。

6.4 アンテナの実測特性による評価

6.4.1 アンテナの構造

本論文で提案したホーンと MSA アレーの併置による二周波数帯共用一次放射器の実現の可能性および 6.3 節で述べた二周波数帯共用アンテナの最適化のための一次放射器パラメータの決定法の妥当性を確認するために、実際にオフセットパラボラ反射鏡と組み合わせたアンテナ総合としての特性を実測により明らかにする。

二周波数帯共用一次放射器と組み合わせて用いる反射鏡として、ここでは 11GHz 帯の地上無線回線で用いられているオフセットパラボラアンテナ⁽⁸⁶⁾の反射鏡を用いる。反射鏡の構造および各パラメータは図 6.10 および表 6.1 に示す通りである。

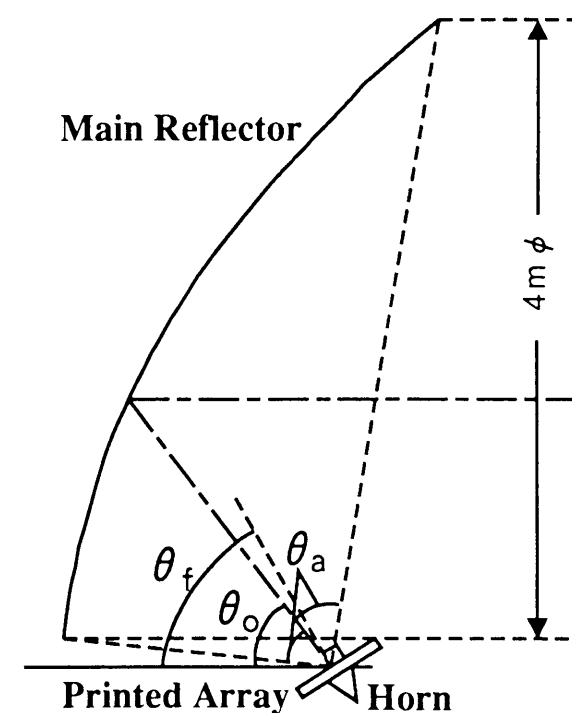


図 6.10 二周波数帯共用オフセットパラボラアンテナの構造

表 6.1 反射鏡のパラメータ

| | | |
|--------|------------|--------|
| 有効開口径 | D | 4.00 m |
| 焦点距離 | f | 1.75 m |
| オフセット角 | θ_o | 53.5° |
| 開口角 | θ_a | 46.9° |
| 給電角 | θ_f | 55.0° |

最適設計のためには、開口能率およびエッジレベルを考慮して、図 6.6 および図 6.9 から二周波数帯共用一次放射器のパラメータを決定すべきであるが、ここでは 6.2 節で実験に用いた 11GHz 帯および 2GHz 帯を共用する二周波数帯共用一次放射器を用いた。11GHz 帯で用いるコルゲートホーンは、放射指向性の 3dB ビーム幅の実測値から、図 6.4，図 6.6，図 6.7，図 6.9 におけるデュアルモードホーンの計算値の $a_h/\lambda_u=2.0$ の場合に相当する（図 6.6 および図 6.9 に●印で示す）。既存の反射鏡と一次放射器との組み合わせのため、二周波数帯共用アンテナとしての、最適パラメータにはなっていないが、前節までに示した理論の妥当性の確認には充分である。

6.4.2 開口能率

標準ホーンとの比較により測定した垂直偏波の利得は、11.175GHz において 49.8dBi、2.2GHz において 34.8dBi であった。これは、給電用導波管の出力端および 2 分配器の出力端での値である。

利得低下の要因は、11GHz 帯では、レドーム損失 0.4dB、鏡面精度による損失 0.1dB、偏分波器の損失 0.1dB、可とう導波管の損失 0.2dB および給電用導波管の損失 0.2dB の、合計 1.0dB であり、2GHz 帯では、レドーム損失 0.02dB、鏡面精度による損失 0.004dB、プリント給電回路の損失 0.15dB、給電用ケーブルの損失 0.2dB および 2 分配器の損失 0.1dB の、合計 0.5dB である。また、VSWR は、比帯域約 9 % の周波数帯域において、11GHz 帯で 1.06 以下、2GHz 帯で 1.23 以下である。これらの損失を除外して、図 6.9 に対応する開口能率を求めると、11.175GHz で 54.6%，2.2GHz で 39.6% となる。

開口能率の理論値と実測値との間に、11.175GHz で 5.4% (0.4dB)，2.2GHz で 10.4% (1.0dB) の差がある。これは、11GHz 帯では、使用したコルゲートホーンが 11.175GHz で最適設計されておらず、E 面と H 面の放射指向性が非対称であることによる能率低下のためである。一方、2GHz 帯では、計算で仮定した MSA 素子の指向性と実測値との差、および、MSA アレーのエッジからの散乱の影響によるものである。

なお、ここでは、2GHz 帯の能率が 50% の点で設計したものを用いているが、これは、MSA アレーの素子間隔 d が大きく、主反射鏡を見込む角度範囲内にヌルが含まれているためであり、図 6.9 で示した最適点を選ぶことにより、72% の能率を得ることができる。また、オフセットアンテナの VSWR 特性は、主に、一次放射器の特性で決定されることから、2GHz 帯の VSWR 特性は、マイクロストリップ回路の特性で決定されており、整合を完全に取ることにより、VSWR 特性の改善は可能である。

6.4.3 放射指向性

11.175GHzおよび2.2GHzの垂直偏波に対する近軸指向性を、各々図6.11および図6.12に示す。各々の指向性の3dBビーム幅は、11.175GHzにおいて 0.56° ，2.2GHzにおいて 2.85° であり、いずれも理論値とほぼ一致している。

主ビーム方向での交差偏波識別度は、11.175GHzにおいて53dB，2.2GHzにおいて30dBである。11.175GHzの良好な特性に比べて、2.2GHzの交差偏波識別度が低い値を示しているのは、図6.12から明らかなように、ナルの位置が主ビームの方向と異なるためである。この要因としては、円形MSA素子が1点給電であるための不要モードの発生、マイクロストリップ給電線路がMSA素子と同一面に配置されているための線路（特に曲がり部分）からの不要放射、および、アレー化における給電位相誤差が考えられる。

そこで、2GHz帯のMSAアレーについて、MSAの1点給電を対称2点給電⁽⁸⁷⁾とし、同一面給電を背面給電に変更して、極力製作精度の向上を図って再製作した。実測の結果、垂直／水平の偏波間結合度は、2GHz帯において -42dB 以下とすることができ、6.2節に示した当初の特性に比べて約8dB改善することができた。また、MSAアレーのナルの位置もより主ビームの方向に近くなり、2GHz帯一次放射器の交差偏波識別度は37dB以上得られた。このことから、アンテナとしての交差偏波識別度は、4dB程度の改善が見込まれ、34dB程度となると考えられる。

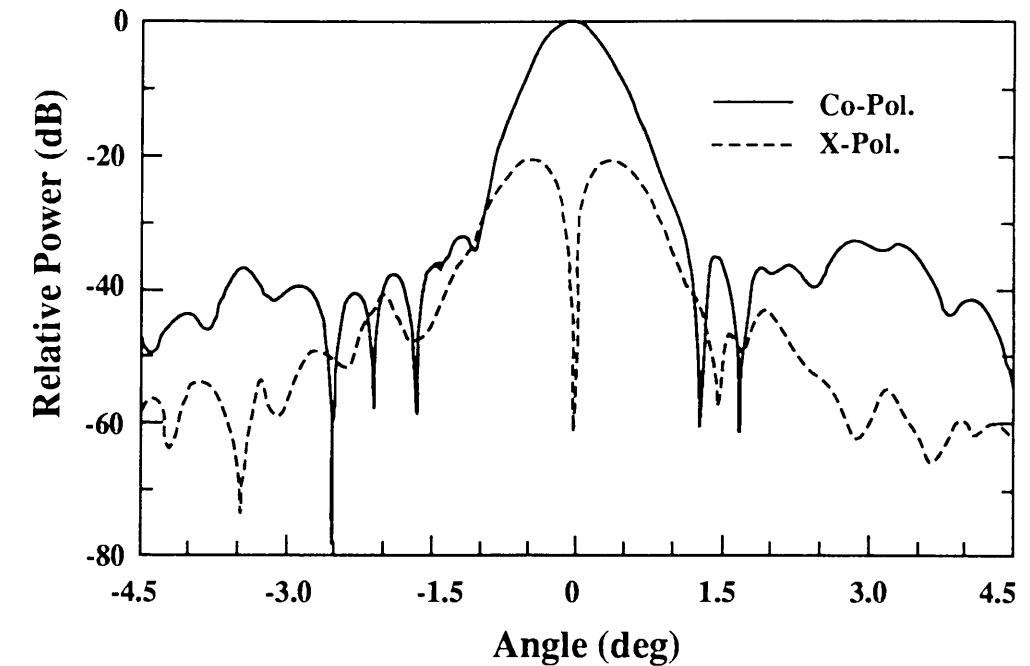


図6.11 二周波数帯共用アンテナの放射特性（11.175GHz）

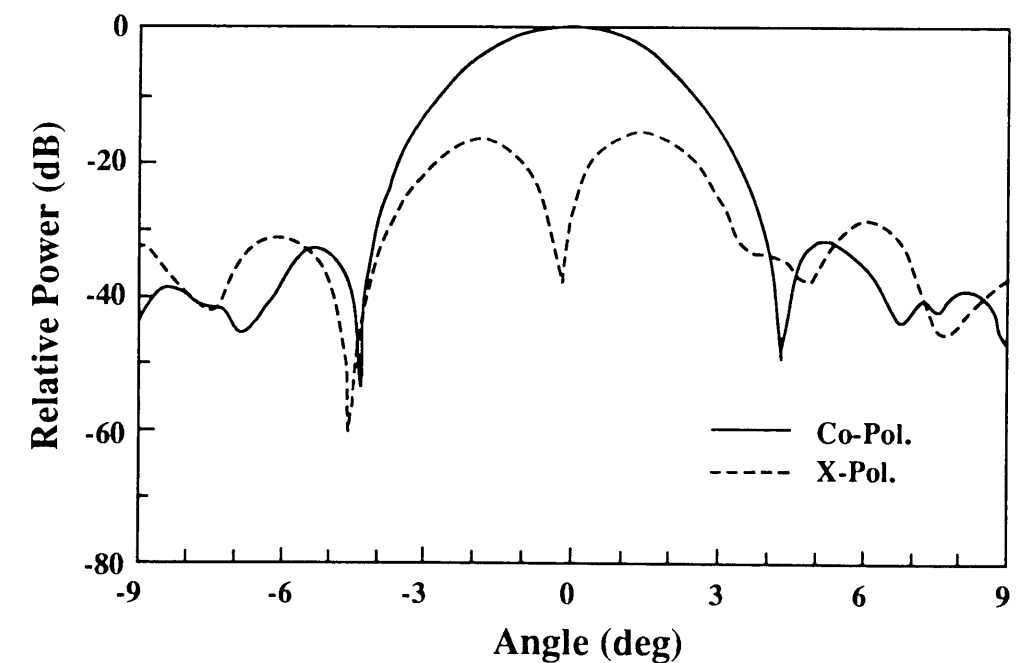


図6.12 二周波数帯共用アンテナの放射特性（2.2GHz）

6.5 むすび

反射鏡アンテナの二周波数帯共用化の方法として、ホーンとMSAアレーを併置した二周波数帯共用一次放射器を用いる方法を提案した。

本一次放射器をオフセット反射鏡アンテナの一次放射器として用いる場合のホーンの開口径 a_h とMSAアレーの素子間隔 d は、アンテナの開口能率とエッジレベルを考慮して最適なパラメータを決定することができる。一例について検討した結果、最大開口能率を得るためには、周波数の比 f_u/f_l が5以上の場合に、各々の一次放射器を独自に最適設計することが可能であることが明らかになった。また、両周波数帯とも同じ開口能率あるいは同じエッジレベルとできるパラメータを与える等開口能率曲線あるいは等エッジレベル曲線が存在することを示した。

さらに、本方法の実現の可能性および6.3節で示した最適パラメータ決定法の妥当性を明らかにするために、11GHz帯および2GHz帯を共用する二周波数帯共用一次放射器を試作し、11GHz帯の地上無線回線で用いられている既存のオフセットパラボラ反射鏡と組み合わせて、11GHz帯および2GHz帯を共用する二周波数帯共用アンテナの特性を明らかにした。実測の結果、11GHz帯および2GHz帯とも理論値に近い特性を有することが明らかになり、その実現の可能性および設計法の妥当性が明らかになった。

なお、二周波数帯共用アンテナの最適設計を行なう場合、開口能率については、6.3節で示した最適点を選ぶことにより実現は可能である。また、2GHz帯の交差偏波識別度については、MSAアレーの特性に支配されており、素子の対称2点給電化、給電線の背面化、および製作精度の向上により、低減可能であることを明らかにした。

第7章 イメージ線路給電スロットアレーアンテナ

7.1 まえがき

前章までにおいては、平面アンテナとして、特に共振形のMSAの広帯域化およびそれを用いたアレーアンテナの設計法について述べてきた。しかし、MSAは、マイクロ波帯では、給電線路であるマイクロストリップ線路の損失も少なくアンテナとして良好な特性を示しているが、ミリ波帯等の高周波数帯においては、給電線路での損失が大きくなる欠点がある。本章では、この給電線路の低損失化に着目して、平面アンテナの高周波数化の一手法を提案する⁽⁴⁰⁾。

ミリ波帯においてマイクロストリップ線路に代わる低損失な線路としては、誘電体線路、誘電体イメージ線路、Hガイド等がある⁽⁸⁸⁾。ここでは、これらの線路のうちの誘電体イメージ線路を給電線路として用いた場合の損失について検討し、この線路を用いたスロットアレーアンテナの設計法について述べる。本アンテナは、マイクロストリップ線路で給電したアンテナに比べ、ミリ波帯などの高周波数帯で給電損失の少ない特性を有している。

まず、7.2節で、誘電体イメージ線路を給電線路として用いたスロットアレーアンテナの基本構成を示す。7.3節では、本アンテナの給電線路として用いる誘電体イメージ線路について述べ、線路中の波長を明らかにするとともに、線路損失をマイクロストリップ線路の損失と比較し、高周波数帯で低損失であることを明らかにする。7.4節では、誘電体イメージ線路給電スロットアレーアンテナの特性の解析について述べる。最後に、実際に試作した 2×10 素子の円偏波スロットアレーアンテナの構造と実測した特性を示し検討を加えている。

7.2 イメージ線路給電スロットアレーの基本構成

方形誘電体イメージ線路を用いて給電した円偏波で動作するスロットアレーアンテナの構成を図7.1に示す。図より明らかなように、本アンテナは、方形誘電体イメージ線路の導体板にスロットを設けた構造であり、スロットを切った導体板と方形誘電体とにより構成されている。

図7.1において、 a_s はスロット長、 b_s はスロット幅を示している。また、 ϕ はスロットが中心線となす傾き、 δ はスロットの中心線からの変位を示す。今、給電側から見て右側のスロットを slot-1、左側を slot-2 とし、両者を1組として給電側から順に番号をつける。このとき、slot-1とslot-2の間隔を d_0 、 n 組目と $n+1$ 組目のslot-1の間隔を d_s とする。また、誘電体の断面の横および縦の長さを各々 a および b とする。

イメージ線路を伝搬する基本モードは、 $E_{y_{11}}$ モードであり、誘電体の断面の横および縦の長さ a および b は、 $E_{y_{11}}$ モードのみが伝搬する大きさに選んでいる。イメージ線路の導体板に設けたスロットは、イメージ線路に給電された電磁波によって励振され、自由空間に電磁波を放射する。

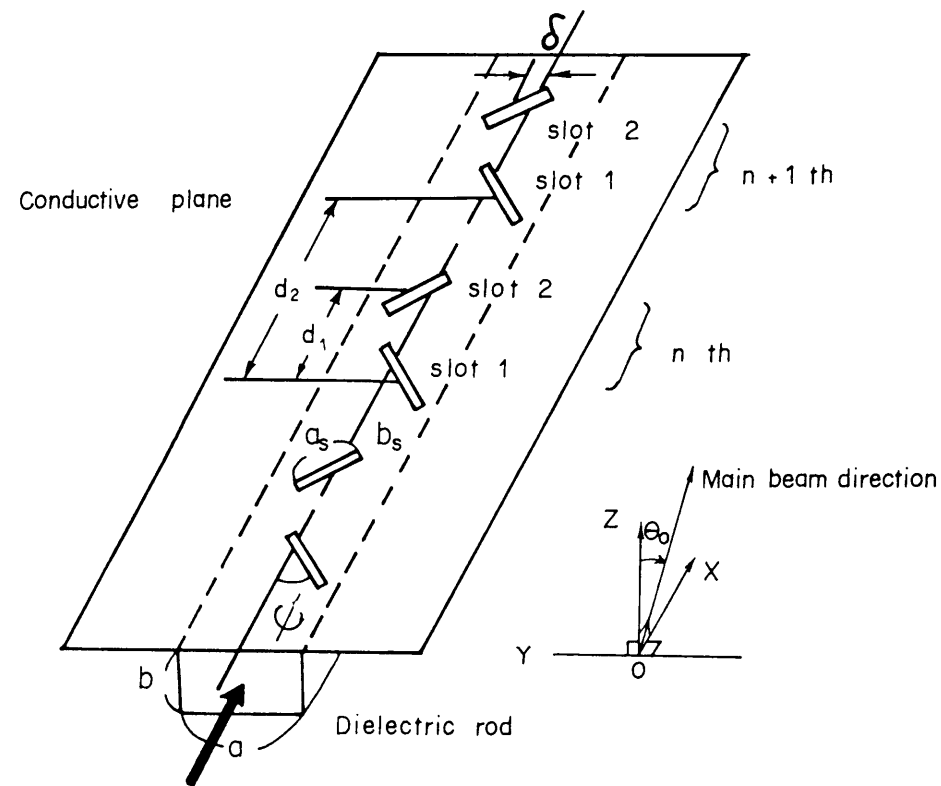


図7.1 イメージ線路給電円偏波スロットアレーアンテナの構成

7.3 誘電体イメージ線路の特性

7.3.1 イメージ線路中の波長

本アンテナの給電線路として用いる誘電体イメージ線路は、誘電体に沿って表面波が伝搬する伝送路であり、ミリ波帯において低損失特性を有している。

誘電体イメージ線路については、P. P. Toullos and R. M. Knox により近似解析⁽⁸⁹⁾がなされている。イメージ線路の基本モードである $E_{y_{11}}$ モードの線路断面内の電磁界成分は、主に E_y と H_x であり、図7.2に示すように、誘電体中では x 方向および y 方向に対して正弦波状に変化し、誘電体外では指数関数で減衰する。

誘電体中の縦断面内の伝搬定数 k_x および k_y は、下記の固有方程式で近似的に与えられる。

$$\frac{a}{2} k_x = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{k_x}{k_{x0}} \quad \dots (7.1)$$

$$b k_y = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \frac{k_y}{\epsilon_r k_{y0}} \quad \dots (7.2)$$

ここで、 k_{x0} および k_{y0} は、誘電体外の縦断面内の伝搬定数であり、次式で与えられる。

$$k_{x0} = \sqrt{\left(\epsilon_r - \frac{k_y}{k_0} - 1 \right) k_0^2 - k_y^2} \quad \dots (7.3)$$

$$k_{y0} = \sqrt{(\epsilon_r - 1) k_0^2 - k_y^2} \quad \dots (7.4)$$

ただし、 k_0 は自由空間中の伝搬定数、 ϵ_r は誘電体の比誘電率である。

固有方程式(7.1)および(7.2)から求めた k_x および k_y により、イメージ線路の軸方向伝搬定数 k_z は次式で与えられる。

$$k_z = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \sqrt{k_0^2 \epsilon_r - k_x^2 - k_y^2} \quad \dots (7.5)$$

従って、イメージ線路中の波長 λ_g は、式(7.5)の軸方向伝搬定数 k_z から求め

られ、自由空間中の波長 λ_0 との比すなわち波長短縮率 λ_g/λ_0 は次式で与えられる。

$$\frac{\lambda_0}{\lambda_g} = \sqrt{\epsilon_r - \left(\frac{k_x}{k_0}\right)^2 - \left(\frac{k_y}{k_0}\right)^2} \quad \dots (7.6)$$

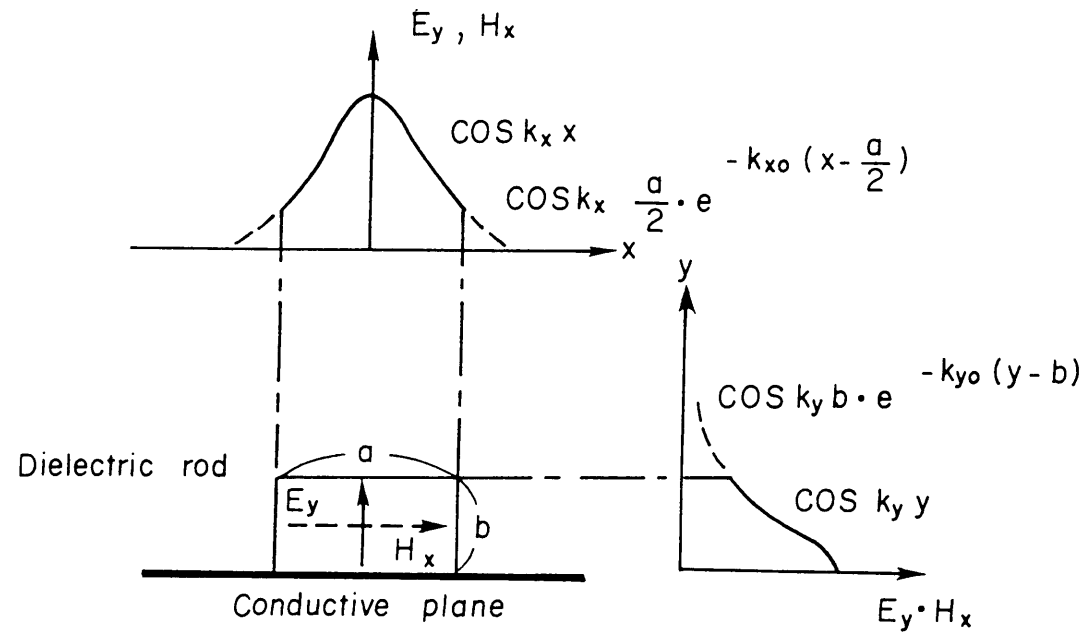


図 7.2 イメージ線路の断面形状と基本モードの電磁界分布

7.3.2 イメージ線路の損失

誘電体イメージ線路の損失には、誘電体の $\tan \delta$ による誘電体損 α_d と導体板が完全導体でないことによる導体損 α_c がある。

誘電体損 α_d [dB/m] は、式 (7.1) ~ (7.6) で与えられる伝搬定数および波長を用いて次式で与えられる。

$$\frac{\alpha_d}{\alpha_0} = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} (1 - L_1 - L_2) \quad \dots (7.7)$$

ここで、

$$L_1 = \frac{k_x^2 (1 - L_2)}{\left(1 + \frac{a}{2} k_{x0}\right) (k_x^2 + k_{x0}^2)} \quad \dots (7.8)$$

$$L_2 = \frac{k_y^2 \left(\epsilon_r + \frac{2 k_{y0}^2}{k_0^2} \right)}{b k_{y0} (k_y^2 + \epsilon_r^2 k_{y0}^2) + \epsilon_r (k_y^2 + k_{y0}^2)} \quad \dots (7.9)$$

$$\alpha_0 = 8.686 \frac{\pi \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \tan \delta \quad [\text{dB/m}] \quad \dots (7.10)$$

である。

また、導体損 α_c [dB/m] は次式で与えられる。

$$\alpha_c = \frac{8.686}{60} \frac{R_s}{\lambda_0 b k_z} \left\{ \frac{1 + \frac{k_x^2}{k_z^2} + \left(1 - \frac{k_x^2}{k_z^2}\right) s_1 + \left(1 + \frac{k_{x0}^2}{k_z^2}\right) s_3}{z_1 (1 + s_1) (1 + s_2) + z_2 s_4 (1 + s_1) + z_3 s_3 (1 + s_2)} \right\} \quad \dots (7.11)$$

ここで、 R_s は表面抵抗であり、次式で示される。

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2 \sigma}} = \sqrt{\frac{\pi f \mu_0}{\sigma}} \quad \dots (7.12)$$

ただし、 f は周波数、 μ_0 は自由空間中の透磁率、 σ は導電率である。また、 s_1 、 s_2 、

s_3 、 s_4 、 z_1 、 z_2 、 z_3 は、

$$s_1 = \frac{\sin(k_x a)}{k_x a} \quad \dots (7.13)$$

$$s_2 = \frac{\sin(2k_y b)}{2k_y b} \quad \dots (7.14)$$

$$s_3 = \frac{\cos^2\left(\frac{k_x a}{2}\right)}{\frac{k_{x0} a}{2}} \quad \dots (7.15)$$

$$s_4 = \frac{\cos^2(k_y b)}{k_{y0} b} \quad \dots (7.16)$$

$$z_1 = \left(\frac{k_o}{k_z}\right)^2 - \frac{\left(\frac{k_y}{k_z}\right)^2}{\epsilon_r} \quad \dots (7.17)$$

$$z_2 = \left(\frac{k_o}{k_z}\right)^2 - \left(\frac{k_{y0}}{k_z}\right)^2 \quad \dots (7.18)$$

$$z_3 = \left(\frac{k_o}{k_z}\right)^2 - \left(\frac{k_y}{k_z}\right)^2 \quad \dots (7.19)$$

である。

式(7.7)および(7.11)から計算した誘電体イメージ線路の損失の周波数特性を、マイクロストリップ線路の損失と比較して図7.3に示す。

計算において、イメージ線路に用いる誘電体としてテフロン($\epsilon_r = 2.06$, $\tan \delta = 1 \times 10^{-4}$)を、導体として最も損失の少ない銀($\sigma = 6.14 \times 10^7 \text{ mho/m}$)を仮定している。一方、マイクロストリップ線路の損失は、R. A. Pucel 等の解析⁽⁵⁹⁾に基づいて計算している。マイクロストリップ線路は、準TEMモード近似が成り立つ50Ω線路の条件のもとに、誘電体基板として石英($\epsilon_r = 3.78$, $\tan \delta = 1 \times 10^{-4}$)を、導体として銀を仮定している。

表7.1は、誘電体イメージ線路とマイクロストリップ線路の損失を誘電体損 α_d および導体損 α_c に分けて比較したものである。誘電体イメージ線路の誘電体の幅 a は9.0mm、厚さ b は4.5mmである。マイクロストリップ線路の誘電体の厚さは0.4mm、ストリップの幅は0.8mm、厚さは0.004mmとしている。周波数は、29.5GHzである。

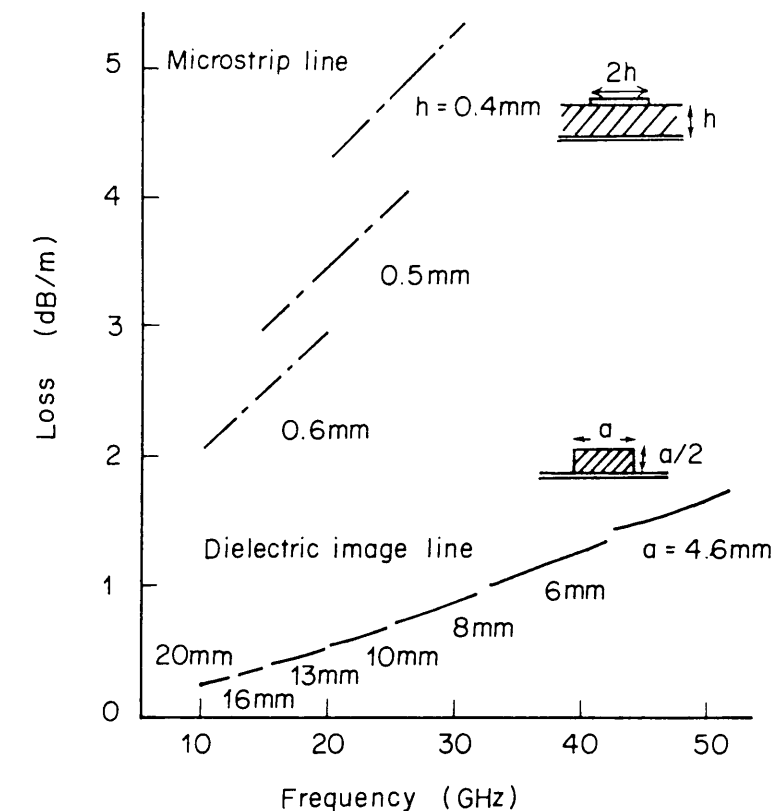


図7.3 イメージ線路とマイクロストリップ線路の損失の比較

表7.1 イメージ線路とマイクロストリップ線路の損失の比較

| | 誘電体イメージ線路 | マイクロストリップ線路 |
|-----------------------------------|-----------|-------------|
| 誘電体損 α_d (dB/m) | 0.37 | 0.42 |
| 導体損 α_c (dB/m) | 0.29 | 5.15 |
| 線路損失 $\alpha_d + \alpha_c$ (dB/m) | 0.66 | 5.57 |

図7.3および表7.1より明らかなように、準ミリ波帯以上の周波数では、誘電体イメージ線路の損失は、マイクロストリップ線路の損失に比べdB値で1/5以下である。これは表7.1からもわかるように、イメージ線路の導体損がマイクロストリップに比べて格段に小さいからである。以上の結果から、誘電体イメージ線路が低損失特性を有し、アレーアンテナの給電線路としてマイクロストリップ線路よりも優れていることがわかる。

上記の損失の理論特性を確認するために、誘電体イメージ線路を試作し、特性を実測した。試作したイメージ線路は、比誘電率 $\epsilon_r=2.06$ のテフロンとリン青銅の導体板で構成しており、誘電体は、基本モードのみが伝搬するように、幅 $a=9.0\text{mm}$ 、高さ $b=4.5\text{mm}$ に選んでいる。導体板のサイズは、長さ 200mm 、幅 60mm である。測定は、角錐ホーンを両端に接続して行なった。

損失の実測値は、周波数 $27.0 \sim 31.0\text{GHz}$ において $1.5 \sim 2.5\text{dB/m}$ であった。これに対し、理論値は、リン青銅の導電率を $1.67 \times 10^7 \text{mho/m}$ 、テフロンの $\tan \delta$ を 1.5×10^{-4} とした場合、式(7.7)および(7.11)から、同じ周波数帯において $1.23 \sim 1.41\text{dB/m}$ である。実測値の方が、計算値に比べ、高い周波数で大きな値を示している。これは、高い周波数において、高次モードが生じるためである。低い周波数においては、理論値を求める際に仮定した導電率 σ 、誘電率 ϵ_r および $\tan \delta$ の値の実際との異なりを考慮すれば、実測値は理論値によく一致している。

7.4 イメージ線路給電スロットアレーの解析

図7.1に示した円偏波スロットアレーアンテナの解析に用いる座標系として、図7.4に示す $x y z$ 系を考える。

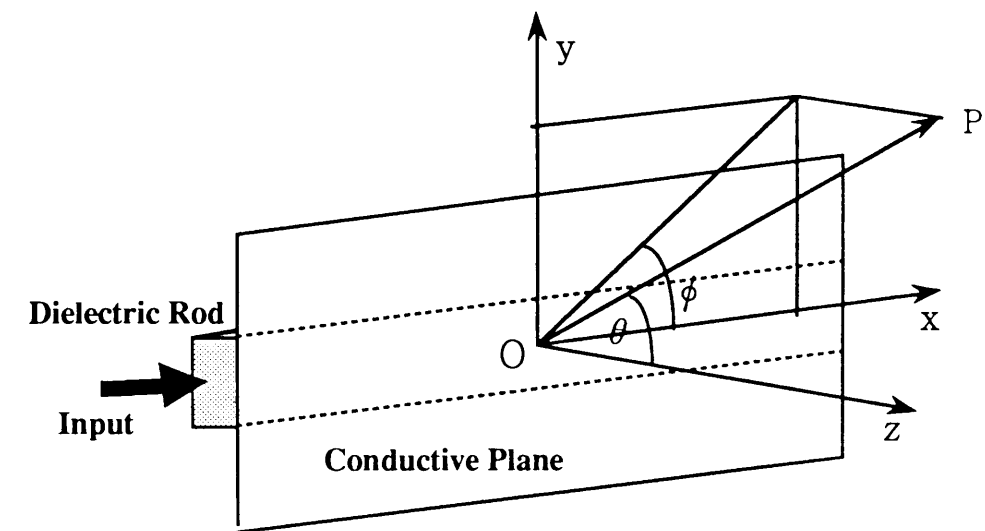


図7.4 アンテナの座標系

図中の角度 θ および ϕ は、各々、 z 軸から放射ベクトルへの角および x 軸から $x y$ 面に投影された放射ベクトルへの角を表している。なお、以下の解析にあたっては、アンテナのスロットの幅は十分に細く、スロット幅方向の磁流分布は無視でき、スロットの長さ方向の磁流分布は余弦定在波分布であると仮定している⁽⁹⁰⁾。

円偏波スロットアレーアンテナの指向性は、図7.4に示した座標系を用いて次式で与えられる⁽⁹¹⁾。

$$E_{\theta}(\theta, \phi) = \sin(\phi - \psi) g_{\theta 1}(\theta, \phi) h_1(\theta, \phi) f_1(\theta, \phi) + \sin(\phi + \psi) g_{\theta 2}(\theta, \phi) h_2(\theta, \phi) f_2(\theta, \phi) \dots (7.20)$$

$$E_{\phi}(\theta, \phi) = -\cos(\phi - \psi) \cos \theta g_{\phi 1}(\theta, \phi) h_1(\theta, \phi) f_1(\theta, \phi) - \cos(\phi + \psi) \cos \theta g_{\phi 2}(\theta, \phi) h_2(\theta, \phi) f_2(\theta, \phi) \dots (7.21)$$

ここで、 $g_{\theta 1}(\theta, \phi)$ および $g_{\phi 1}(\theta, \phi)$ は、各々 slot-1 の素子指向性の θ および ϕ 成分、 $g_{\theta 2}(\theta, \phi)$ および $g_{\phi 2}(\theta, \phi)$ は、各々 slot-2 の素子指向性の θ および ϕ 成分

分, $h_1(\theta, \phi)$ および $h_2(\theta, \phi)$ は, slot-1 と slot-2 の配列指向性 (アレーファクタ), $f_1(\theta, \phi)$ および $f_2(\theta, \phi)$ は, slot-1 と slot-2 の各々 N 素子の配列指向性を示している.

本アンテナの主ビーム方向は, スロット間隔 d_s によって決り, $\phi = 0$ (xz 面) の面内に主ビームは存在する. 主ビームの方向が z 軸となす角 θ_0 は次式で与えられる.

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left\{ \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \left(1 - \frac{\lambda_g}{d_s} \right) \right\} \quad \dots (7.22)$$

今, $d_s = \lambda_g$ となるようにスロットを構成すると, ビームは $\theta_0 = 0$, すなわち導体板に垂直な方向 (ブロードサイド) に放射される.

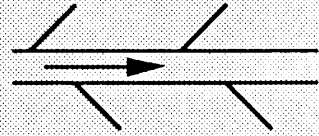
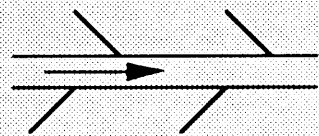
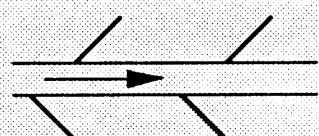
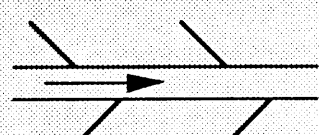
楕円偏波率は, スロット間隔 d_0 とスロットの傾き ψ によって決定される. アンテナの主ビーム方向 θ_0 で円偏波となるときのスロット間隔 d_0 とスロットの傾き ψ の関係式は, 式 (7.20) および (7.21) から求められ次式となる.

$$\tan \psi = -\cos \theta_0 \cot \left\{ \frac{k_0 d_0}{2} \left(\sin \theta_0 - \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \right) \right\} \quad \dots (7.23)$$

今, $d_0 = \lambda_g / 4$, $\psi = \pi / 4$ とすれば, slot-1 および slot-2 は $\pi / 2$ の位相差で励振され, ブロードサイドで円偏波が得られる.

円偏波の回転方向は, slot-1 と slot-2 の順序により決定される. 表 7.2 に, 各場合における偏波の状態を示す. 表中の図の矢印は, 進行波の方向を示す. すなわち, 図の左側は送信端, 右側は受信端である. 例えば, 図 7.2 に示した円偏波アンテナを送信用のアンテナとして用いる場合, 表 7.2 から明らかなように, 右旋の円偏波が空間に放射されることがわかる.

表 7.2 スロットの配列と偏波の関係

| | 送信用 | 受信用 |
|---|-------|-------|
|  | 右旋円偏波 | 左旋円偏波 |
|  | | |
|  | 左旋円偏波 | 右旋円偏波 |
|  | | |

7.5 試作アンテナの構造と特性

7.5.1 試作アンテナの構造

試作したイメージ線路給電スロットアレーアンテナの設計周波数は29.5GHzである。

誘電体イメージ線路は7.3節で述べた形状の線路を用いる。誘電体の形状を図7.5に示す。イメージ線路中の伝搬定数 k_x 、 k_y は、 $k_x=2.49 \times 10^2 \text{ rad/m}$ 、 $k_y=2.97 \times 10^2 \text{ rad/m}$ である。従って、イメージ線路中の波長 λ_g は式(7.6)から、 $\lambda_g=7.9\text{mm}$ である。給電線路の波長短縮率 η_g は、 $\eta_g=0.774$ となる。

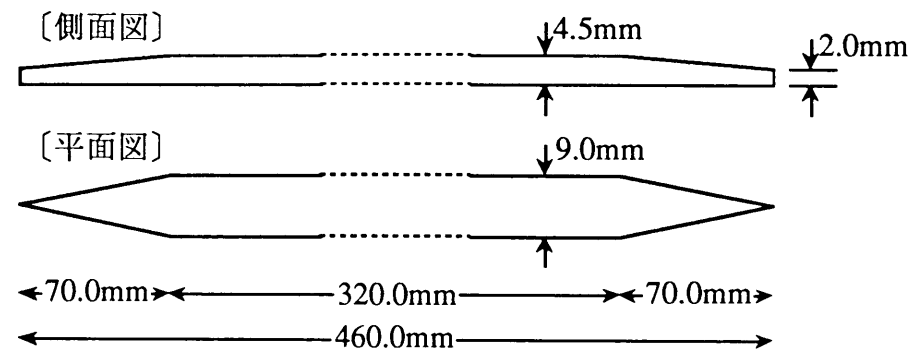


図7.5 誘電体の形状

試作アンテナは、ブロードサイドに主ビームを持ち、かつその方向で偏波が得られるように設計している。スロットは、 2×10 素子配置している。スロットの形状を図7.6に示す。図7.6に示したように、スロット間隔 d_o および d_s は、各々2.0mmおよび7.9mmに選んでいる。スロットの傾き ϕ は、 $\pi/4$ としている。スロット長 a_s およびスロット幅 b_s は、各々4.5mmおよび0.3mmである。また、スロットは、中心線から、 $\delta=1.0\text{mm}$ だけ変位させている。

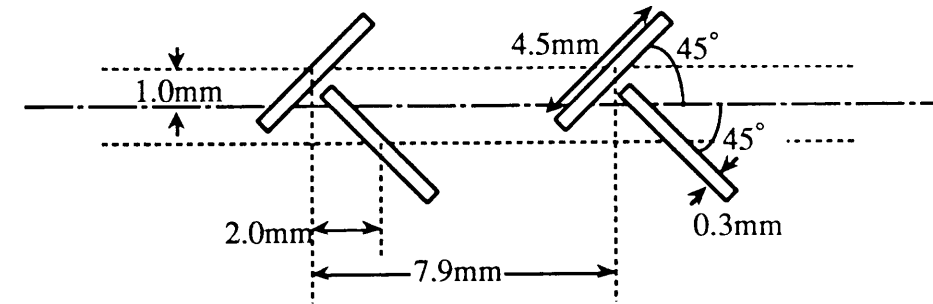


図7.6 スロットの形状

本アンテナへ給電には、イメージ線路給電用角錐ホーンを用い、導波管とイメージ線路との整合をとるとともに、ゆるやかにモード変換されるようにしている。なお、本アンテナは進行波アンテナであるため、片方に終端を設けた構造としている。

7.5.2 試作アンテナの特性

測定は、30GHz帯の波を用いて電波暗室で行なった。送受信間の距離は18.3mである。

試作アンテナの利得は、アンテナ出力端で比較法を用いて測定した。比較に用いたアンテナは、26.8dB (29.5GHz) の利得を有する標準円錐ホーンである。実測利得は29.5GHzにおいて10.7dBであった。利得低下の主要因としては、(i) イメージ線路の損失、(ii) イメージ線路に給電する際の変換損失、(iii) 進行波給電のため放射されずに終端で消費される電力損失等が考えられる。29.5GHzにおいて、(i) ~ (iii) の各要因による利得低下は、各々0.4dB、0.2dB、0.1dBであった。また、本アンテナは、スロットを用いているため両面に放射される。従って、片側に反射板を設けることにより、利得を約3dB上昇できる。

図7.7に、29.0GHzと29.5GHzにおける xz 面($\phi=0$)内の円偏波放射パターンを示す。また、図7.8に3dBビーム幅の周波数特性を示す。29.5GHzにおける3dBビーム幅は 8.8° である。

図7.9に主ビーム方向の実測値と式(7.22)から求めた理論値を示す。29.5GHzにおいて、主ビーム方向は設計したブロードサイド方向から給電側に 2.5° 傾いている。

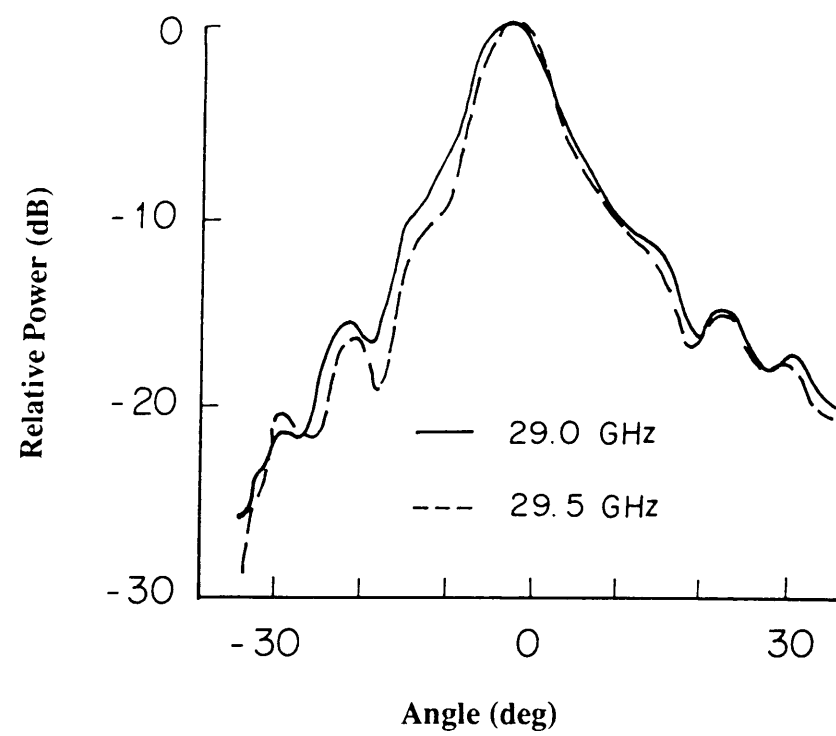


図 7.7 放射指向性 (x z 面, 円偏波)

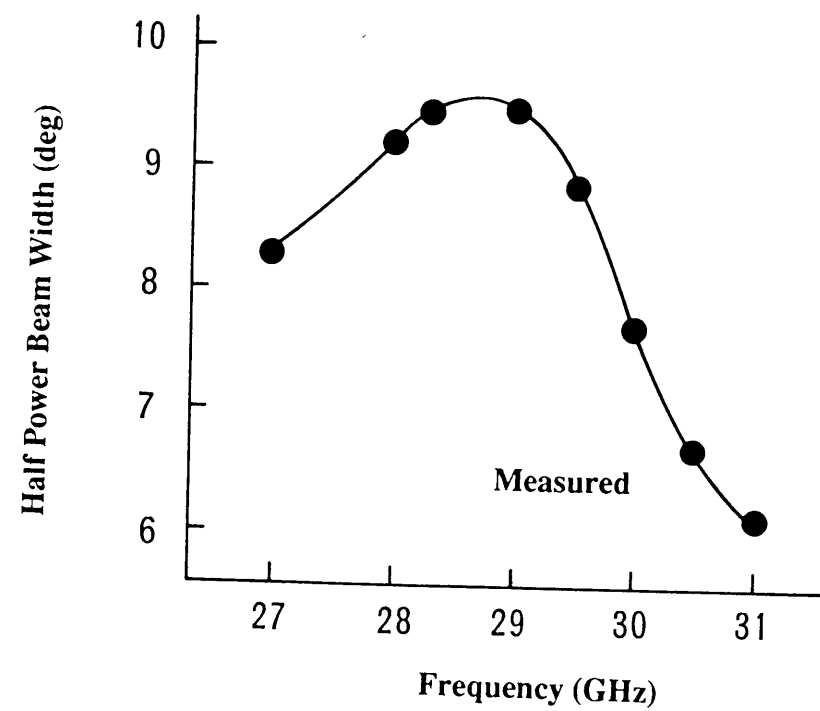


図 7.8 3 dB ビーム幅 (円偏波)

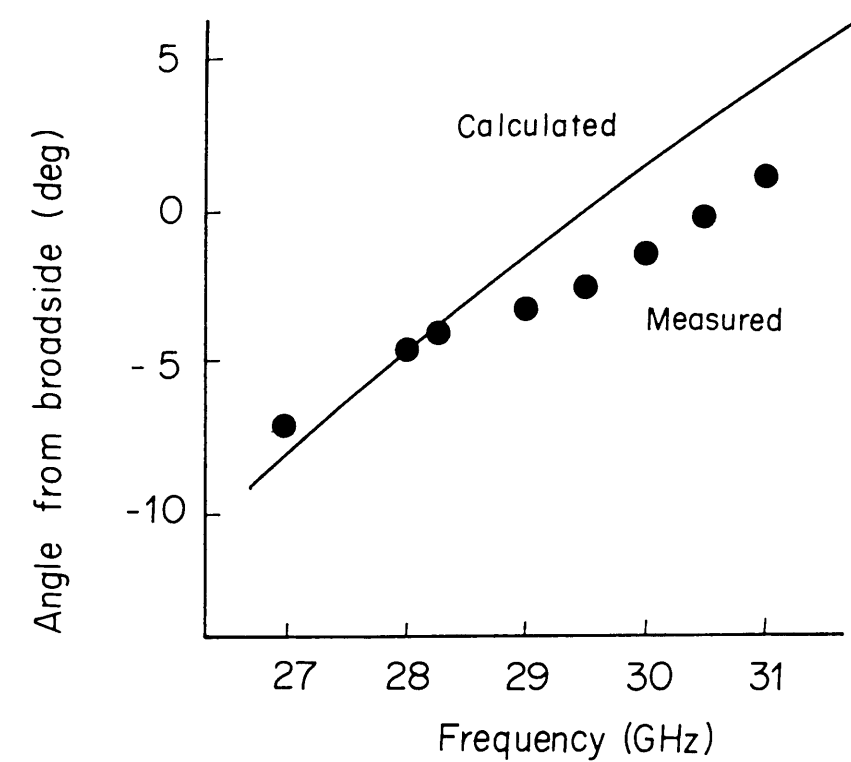


図 7.9 主ビーム方向 (円偏波)

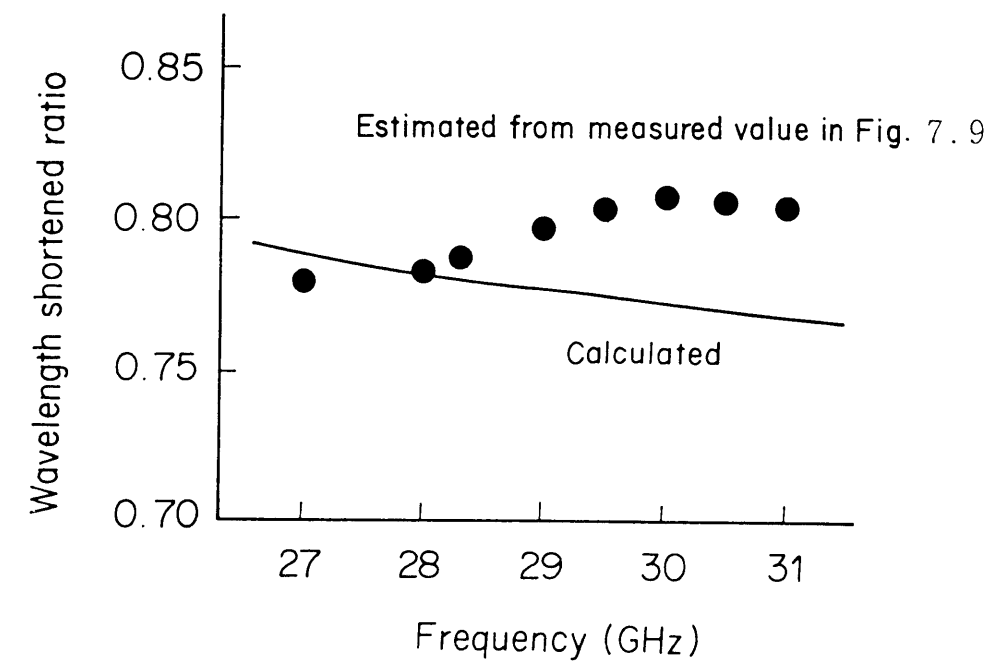


図 7.10 波長短縮率 (円偏波)

図 7.9 の各実測値について、式 (7.22) から逆にイメージ線路中の波長 λ_g を求めて得られた波長短縮率の推定値 η を図 7.10 に示す。図 7.10 には、式 (7.6) によって計算され、本アンテナの設計に用いたイメージ線路中の波長短縮率 η_g も同時に示している。29.5GHz において、式 (7.22) による推定値は η は、0.804 であり、一方、式 (7.6) より求めた計算値 η_g は 0.774 である。スロットを切ったことにより波長短縮率は変化し、イメージ線路の波長短縮率 η_g より大きな値を示している。

楕円偏波率の測定には、利得 28.3dB (29.5GHz) の角錐ホーンを用いた。図 7.11 に楕円偏波率の周波数特性を示す。実線はブロードサイドで見た楕円偏波率を示し、破線は主ビーム方向で見た楕円偏波率を示している。いずれも、29.0 ~ 29.5GHz 近辺で良好な円偏波特性を有している。楕円偏波率 1dB 以内の周波数帯域は、図 7.11 より 1.2GHz (比帯域 4%) 以上、2dB 以内では 2.0GHz (7%) 以上である。

図 7.12 に楕円偏波率の x z 面内の角度特性を示す。ここでは、図 7.11 で良好な特性を示した 29.0GHz および 29.5GHz について測定した。楕円偏波率 1dB 以内の角度範囲は、ブロードサイドから $\pm 5.6^\circ$ 以上、2dB 以内では $\pm 7.8^\circ$ 以上である。

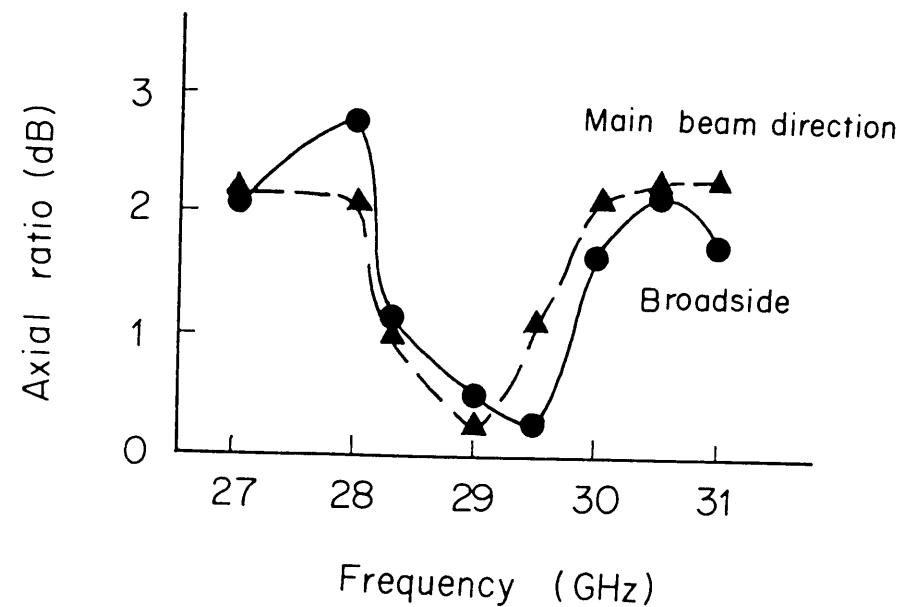


図 7.11 楕円偏波率の周波数特性

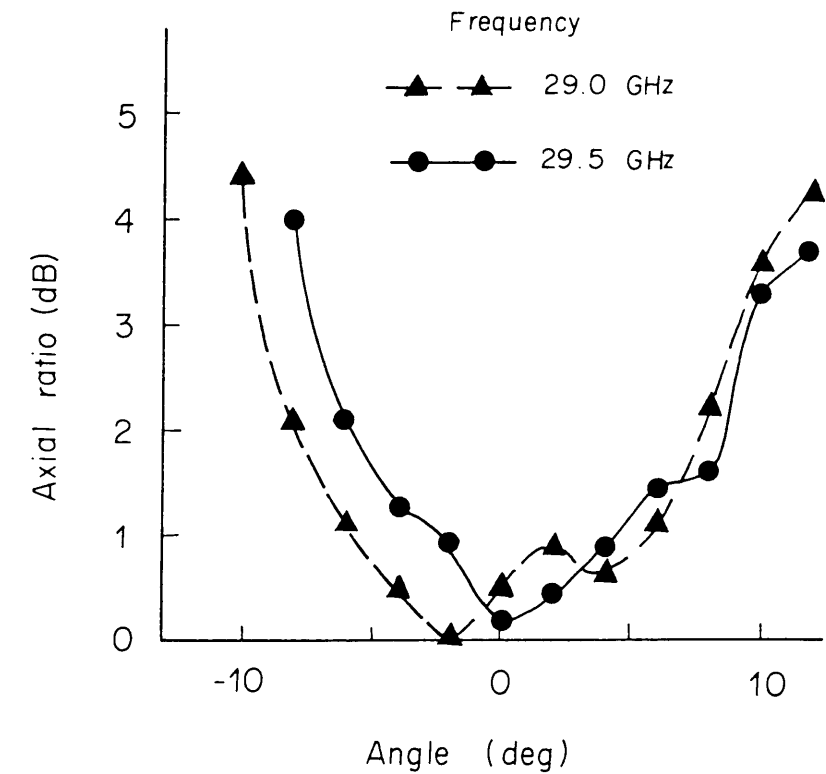


図 7.12 楕円偏波率の x z 面内角度特性

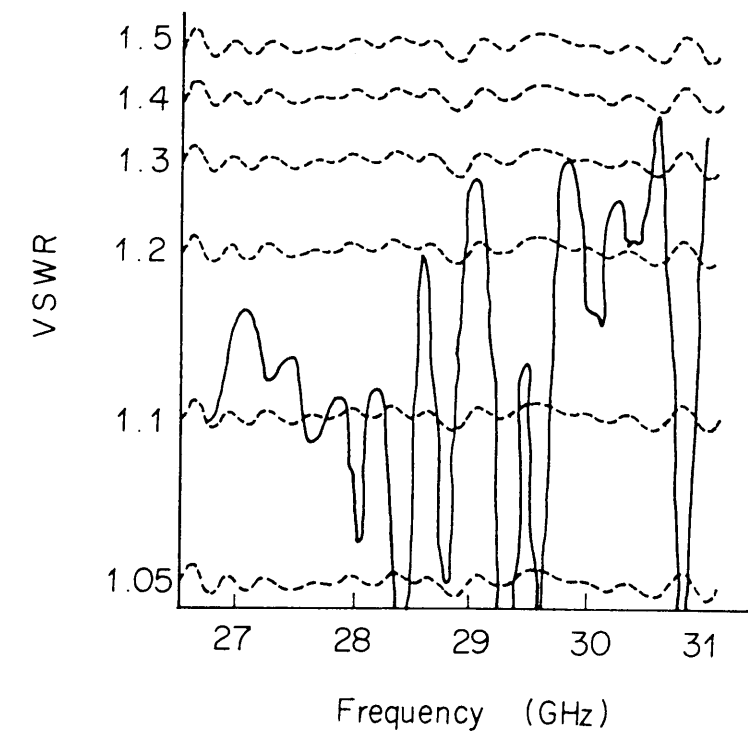


図 7.13 VSWR 特性

図7.11および図7.12に示したように、本アンテナは、マイクロストリップ線路給電アレーアンテナに比べ、楕円偏波率について広帯域な特性を示し、また、広角度にわたって、良好な円偏波特性を示していることがわかる。

図7.13に給電用のホーンの入力端で見たVSWRの実測値を示す。図7.13より、周波数27.0～31.0GHzにおいて、1.4以下という良好な特性であることがわかる。図中の波打ちは、イメージ線路への給電および終端接続のための変換部分の間の多重反射によるものである。

図7.14に通過損失の実測値を示す。図には、試作アンテナの 2×10 素子の場合の他に、スロットのないイメージ線路のみ、 2×1 素子、 2×3 素子、 2×5 素子の各場合を示している。スロットは、28.5GHz前後で最も共振していることがわかる。29.5GHzにおける1組のスロットペアの結合量は、図より約1.8～1.9dB前後と推定される。

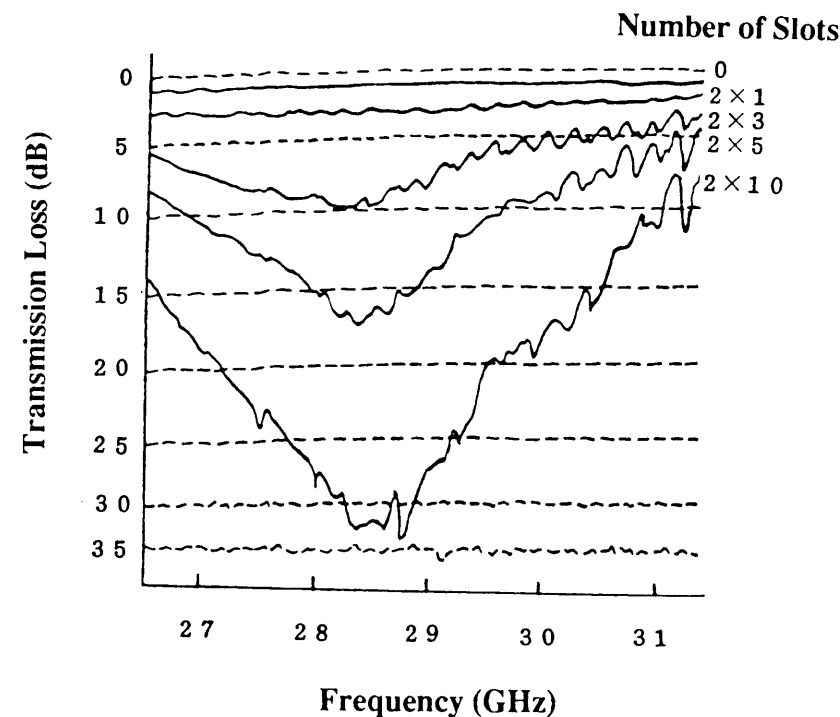


図7.14 通過損失特性

7.6 むすび

平面アンテナの高周波数化の一手法として、ミリ波帯等の高周波数帯で低損失な誘電体イメージ線路を用いて、給電線路の損失を低減したスロットアレーアンテナの構成を示し、円偏波アンテナについて、その特性を明らかにした。

誘電体イメージ線路の損失は、ミリ波帯においては、マイクロストリップ線路に比べdB値で約1/5以下であり、イメージ線路を用いることにより、ミリ波帯での低損失な給電系を構成できることが明らかとなった。

また、実測の結果、本アンテナは、楕円偏波率2dB以内の比帯域が7%以上と広帯域であり、29.5GHzにおける楕円偏波率2dB以内の角度範囲が $\pm 7.8^\circ$ 以上と広角度にわたって良好な偏波特性を示した。

以上の結果、本章で提案した誘電体イメージ線路給電スロットアレーアンテナは、ミリ波帯においては、マイクロストリップ給電アレーアンテナに比べて、はるかに優れていることが明らかとなった。

なお、本章では円偏波で動作する誘電体イメージ線路給電スロットアレーアンテナについて述べたが、誘電体イメージ線路に直交したスロットを設けることにより、直線偏波で動作させることも可能である。

第 8 章 結論

本研究においては、平面アンテナを通信に用いることを意図して、広帯域化、二周波数帯共用化、円偏波化等を図ったMSAの設計法を検討し、これらのMSAを素子として用いたときの高性能化および高機能化を図ったアレーの提案を行なうと共に、その設計法についての検討および試作による妥当性の確認を行なった。

第 2 章では、本論文で述べる平面アレーアンテナの素子として用いる円形MSAおよび楕円形MSAの構造と特性について述べた。

円形MSAについては、従来技術に基づいて、その設計法をまとめて示すと共に、高次モード励振時の特性および2点給電による円偏波励振時の特性を明らかにした。1点給電で円偏波動作する楕円形MSAについては、円形MSAの設計法を改良した設計法を示した。

さらに通信で用いるために、広帯域化（二周波数帯共用化も含まれる）の方法を明らかにし、無給電素子を用いた円形MSAの広帯域化および楕円形MSAの二周波数帯共用化について述べた。

無給電素子を用いた円形MSAについては、Sバンドにおける実験に基づいて、無給電素子を用いることにより比帯域13%以上が得られることを示した。このSバンドにおける最適パラメータを基準として、使用周波数、比誘電率、基板の厚さ等に関してスケーリングする方法を提案した。無給電素子を用いた基本モード(TM_{110} モード)励振円形MSAの試作により、広帯域化を確認するとともに、無給電素子が導波器として動作することにより指向性利得が約1dB上昇することを明らかにした。また、アレーの素子として用いることを考慮して、広帯域円形MSAの素子間相互結合について検討し、平面配列時および非平面配列時の結合特性を明らかにした。

さらに、高次モード(TM_{210} モード)励振円形MSAに無給電素子を採用することにより、高次モードにおいても広帯域化が可能であることを明らかにした。このとき、放射指向性も広帯域にわたって良好な特性を有しており、簡易な構成の円錐ビームが得られることを示した。

無給電素子を用いた楕円形MSAについては、2重構造の楕円形MSAの設計法を示した。2重構造の楕円形MSAの試作により、1点給電で円偏波を放射し、かつ送受二周波数帯共用可能な素子の実現を確認した。

第 3 章では、MSAAの通信への適用を目的として、第 2 章で述べた広帯域円形M

SAを用いたアレーの広帯域化および給電回路構成の簡易化・最適化についての検討を行い、実用性を明らかにした。

アレーの帯域は放射素子で決まるため、所要の帯域特性を得るために、ここでは、比帯域9%の広帯域円形MSAを用いた。

給電回路構成の簡易化については、放射素子との同一面化を図り、多層構造の給電回路に比べて簡易で損失の少ない回路構成の実現を図った。同一面構成において問題となる放射素子と給電回路との相互結合については、本試作アンテナの場合-25dB以下であることが明らかとなり、また給電回路からの放射レベルはピークに比べて-24dB以下であることが明らかとなった。

これらの検討に基づいて、その適用例としてSバンド船舶衛星通信用船舶局アンテナを試作した結果、比帯域 8.5%にわたって、利得 18.8dBi以上、能率62%以上、サイドローブレベル -22dB以下、VSWR 1.5 以下の特性を有することが明らかとなった。本試作アンテナは従来Sバンド近辺で最も高能率で優れているとされているショートバックファイアアンテナと比べても、広帯域性および能率の点で優れている。以上のことから、広帯域で高能率なMSAA設計法の妥当性を確認するとともに通信用アンテナとしての実用の可能性を得た。

第 4 章では、楕円形MSAを素子とする円形配列アレーにより、ロープロファイルな円錐ビームアンテナを構成する方法を提案し、実際にアンテナを試作することにより設計法の妥当性を明らかにした。

提案したアンテナは、円形配列の相向かい合う素子を逆相励振することにより円錐ビームを得たものである。このアンテナを構成する円偏波素子として、1点給電楕円形円偏波MSAを採用し、さらに広帯域化のために、無給電素子を用いて2重構造化を図った楕円形MSAを用いたアレーの提案も行った。また、電力分配回路として、対称な構造の6分配回路を構成し、かつ放射素子を中心に対して回転対称に配置することにより、簡易な構成で逆相励振を実現した。これにより、送受の二周波数帯において、1点給電で円偏波を放射することのできるアンテナの実現が可能となった。

単一共振および二周波数帯共用化を図った円錐ビームアレーを各々試作した結果、設計周波数からのずれの問題が生じたものの、予想された円錐ビーム特性が得られた。これにより、ロープロファイルで簡易な構造を有する低価格な円錐ビームアレー実現の見通しを得た。

第 5 章では、球面配列スイッチングアレーを実用に応用すべく、広帯域円形MSAを用いたアンテナの構成を取り上げ、球面配列スイッチングアレーの問題点である配列

素子数の低減について検討し、同時に励振する素子の数だけ移相器を用いて配列素子数を低減する方法を提案した。移相器の採用により、従来のスイッチングアレーに比べて配列素子数を $1/2$ 以下に低減でき、また全素子に移相器を設けるフェイズドアレーアンテナに比べても移相器の数を大幅に少なくできると共に、2 ビット程度のビット数の少ない簡易な移相器でも充分であることを明らかにした。

具体的な設計例として、周方向切り換え形スイッチングアレーを取り上げて、2 素子を単位として切り換えを行う 2 素子位相励振アンテナの配列素子数、移相器のビット数および最小位相量等について検討し、その設計法を示した。日本近辺で用いる移動局アンテナに要求される衛星追尾範囲 ($\theta = 20^\circ \sim 60^\circ$) において、利得 7 dBi を得るためには、球面配列スイッチングアレーの配列素子数は 6 素子で充分であり、また用いる移相器も 45° と 90° ビットからなる 2 ビット移相器を 2 個用いれば充分であることを明らかにした。

設計法の妥当性を確認するために、円錐台形状に成形加工したプリント基板上に 6 素子の円形 MSA をプリントしたスイッチングアレー、および 45° と 90° の 2 ビット移相器を 2 個を用いた給電スイッチ回路を製作し、特性を測定した。この結果、同時励振素子の数だけ移相器を用いる方法の採用により、簡易な電子ビーム走査アンテナが実現できることが明らかになった。また、実際に衛星追尾に対するビーム制御を行うための検出・制御法についても構成例を示した。

第 6 章では、平面アンテナを反射鏡アンテナへ適用することを目的として、反射鏡アンテナの二周波数帯共用化を取り上げ、ホーンと広帯域円形 MSA アレーを併置した二周波数帯共用一次放射器を用いる方法を提案した。

本一次放射器をオフセットパラボラアンテナの一次放射器として用いる場合のホーンの開口径 a_h と MSA アレーの素子間隔 d は、アンテナの開口能率とエッジレベルを考慮して最適なパラメータを決定することができる。一例について検討した結果、開口能率については、周波数の比 f_u/f_l が 5 以上の場合に、エッジレベルについては 4 以上の場合に各々の一次放射器を独自に最適設計することが可能であることが明らかになった。また、両周波数帯とも同じ開口能率あるいは同じエッジレベルとできるパラメータを与える等開口能率曲線あるいは等エッジレベル曲線が存在することを示した。

さらに、MSA アレーを用いた本方法の実現の可能性および最適パラメータ決定法の妥当性を明らかにするために、11GHz 帯および 2GHz 帯を共用する二周波数帯共用一次放射器を試作し、11GHz 帯の地上無線回線で用いられている既存のオフセットパラボラ反射鏡と組み合わせて、11GHz 帯および 2GHz 帯を共用する二周波数帯共用アンテナ

の特性をを明らかにした。実測の結果、11GHz 帯および 2GHz 帯とも理論値に近い特性を有することが明らかになり、その実現の可能性および設計法の妥当性が明らかになった。

なお、2 GHz 帯の交差偏波識別度については、MSA アレーの特性に支配されており、無給電素子を用いた広帯域円形 MSA の対称 2 点給電化、給電線の背面化、および製作精度の向上により、交差偏波識別度を低減可能であることを明らかにした。

第 7 章では、平面アンテナの高周波数化の一手法として、ミリ波帯等の高周波数帯で低損失な誘電体イメージ線路を用いて、給電線路の損失を低減したスロットアレーアンテナの構成を示し、円偏波アンテナについて、その特性を明らかにした。

誘電体イメージ線路の損失は、ミリ波帯においては、マイクロストリップ線路に比べ dB 値で約 $1/5$ 以下であり、イメージ線路を用いることにより、ミリ波帯での低損失な給電系を構成できることが明らかとなった。

また、実測の結果、本アンテナは、楕円偏波率 2 dB 以内の比帯域が 7 % 以上と広帯域であり、29.5GHz における楕円偏波率 2 dB 以内の角度範囲が $\pm 7.8^\circ$ 以上と広角度にわたって良好な偏波特性を示しており、本報告で提案した誘電体イメージ線路給電スロットアレーアンテナが、マイクロストリップ給電アレーアンテナに比べて、はるかに優れていることを明らかにした。

現在、平面アンテナは、1991 年 2 月に H 1 ロケットで種子島宇宙センタから打ち上げられた地球資源衛星 1 号 (JERS1, ふよう 1 号) の合成開口レーダ用アンテナ、および市販されている衛星放送受信用アンテナをはじめとして既に実用化され、一般にも知られるようになってきている。

MSA に関する最近の研究動向としては、FDTD 法等の新しい解析手法を用いた応用解析とともに、直交偏波共用化、高周波数化、多層給電化、電磁結合給電化、高性能化、アクティブアレー化等がアンテナ実現のための主テーマとなっている。

今後、MSA はアレーアンテナの素子として、様々な応用がなされていくものと考えられ、MSA に関する研究も更なる発展が期待される。

謝 辞

本研究をまとめるにあたり、金沢大学教授長野勇博士には、御懇切なる御指導および御助言を賜るとともに、温かい励ましを賜りました。ここに、深甚の謝意を表します。同じく、富山県立大学教授、金沢大学名誉教授満保正喜博士には、金沢大学に在学中以来、御懇切なる御指導、御助言ならびに御鞭撻を賜りました。衷心より深謝申し上げます。また、本論文をまとめるにあたり有益な御討論と御助言を頂きました金沢大学教授松浦弘毅博士、同学教授林健一博士、同学教授西川清博士に深く感謝致します。

本研究は、日本電信電話株式会社（N T T）において行ったものであり、委託研究を通じて御指導、御討論頂きました東京工業大学教授後藤尚久博士、上司として御指導、御鞭撻頂きました東海大学教授進士昌明博士、株式会社日立製作所宇宙技術推進本部副技師長石田則明博士、宇宙科学研究所教授高野忠博士、N T T無線システム研究所長小檜山賢二博士、同無線方式研究部長森田浩三氏に感謝致します。富士通株式会社移動通信開発部長鎌田光帯氏、東京理科大学教授赤池正巳博士、N T T移動通信網株式会社研究開発部担当部長進藤秀一博士には、本研究を進める間に研究室長として御指導頂きました。深く感謝致します。

本研究は、N T T無線システム研究所主幹研究員板波隆雄博士の直接の御指導のもとに開始し、同所パーソナル制御研究グループリーダー堀川泉博士、同所アンテナ研究グループリーダー鹿子嶋憲一博士ならびにN T T移動通信網株式会社研究開発部リーダー中嶋信生博士の御指導のもとで発展させたものです。その卓越した御指導と御助言に心から感謝致します。さらに本研究を進めるにあたり、常に貴重な御討論と御協力を頂きましたA T R光電波通信研究所無線通信第二研究室長小川英一博士、N T T移動通信網株式会社研究開発部リーダー山田吉英博士、同部主任研究員寺田矩芳博士、同部主任技師恵比根佳雄博士、同社伊丹裕司氏、N T T無線システム研究所主幹研究員多賀登喜雄博士、同所主任研究員近藤彰氏、N T Tアドバンステクノロジー株式会社奈良武治氏に感謝致します。

また、三菱電機株式会社、株式会社東芝、電気興業株式会社、日本電業工作株式会社、島田理化工業株式会社、中興化成工業株式会社、三菱ガス化学株式会社、ヒロセ電機株式会社の関係各位には、本研究に関するアンテナ、回路部品およびプリント基板の製作にあたり御討論、御協力を頂きました。

本研究は、以上の方々をはじめ多数の方々の御指導、御協力のもとに達成できたものであり、ここに謹んでお礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) Deschamps, G. A. : "Microstrip Microwave Antennas", 3rd USAF Symp. on Antennas. (1953)
- (2) Munson, R. E. : "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-22, 1, pp.74-78. (Jan. 1974)
- (3) Howell, J. Q. : "Microstrip Antennas", IEEE G-AP Int. Symp., pp.177-180. (Dec. 1972)
- (4) Carver, K. R. and Mink, J. W. : "Microstrip Antenna Technology", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-29, 1, pp.2-24. (Jan. 1981)
- (5) Mailloux, R. J., McIlvenna, J. F. and Kernweis, N. P. : "Microstrip Array Technology", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-29, 1, pp.25-37. (Jan. 1981)
- (6) Bahl, I. J. and Bhartia, P. : "Microstrip Antennas", Artech House, USA. (1980)
- (7) James, J. R., Hall, P. S. and Wood, C. : "Microstrip Antenna Theory and Design", Peter Peregrinus Ltd., London. (1981)
- (8) James, J. R. and Hall, P. S. (Ed.) : "Handbook of Microstrip Antennas", Peter Peregrinus Ltd., London. (1989)
- (9) Yoshimura, Y. : "A Microstrip Line Slot Antenna", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-20, , pp.760-762. (Nov. 1972)
- (10) Nakaoka, K., Itoh, K. and Matsumoto, T. : "Microstrip Line Array Antenna and Its Application", ISAP Japan, A-4-3. (Aug. 1978)
- (11) Nishimura, S., Nakano, K. and Makimoto, T. : "Frankline-Type Microstrip Line Antenna", IEEE AP-S Int. Symp., pp.113-116. (1979)
- (12) 伊藤, 相沢, 後藤 : "円偏波マイクロストリップアンテナ", 信学技報, AP78-90. (1979.1)
- (13) Ito, K., Aizawa, N. and Goto, N. : "Circularly Polarized Printed Array Antennas Composed of Strips and Slots", Electron. Lett., 15, 25, pp.811-812. (Dec. 1979)
- (14) 後藤, 山本 : "ラジアル線路を利用した円偏波スロットアンテナ", 信学技報, AP80-57. (1980.8)
- (15) Nakano, H., Takeda, H., Kitamura, Y., Mimaki, H. and Yamauchi, J. : "Low-Profile Helical Array Antenna Fed from a Radial Waveguide", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-40, 3, pp.279-284. (Mar. 1992)

- (16) 堀, 多賀: "マイクロストリップアンテナとそのアレー化技術に関する研究の動向", 信学誌, 65, 3, pp.310-314. (1982.3)
- (17) Lo, Y. T., Solomon, D. and Richards, W. F.: "Theory and Experiment on Microstrip Antennas", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-27, 2, pp.137-145. (Mar. 1979)
- (18) Yano, S., Ishimaru, A. and Yee, J.: "Input Impedance of a Circular Microstrip Disk Antenna: Analytical Study and Comparison with Experiment", IEEE AP-S Int. Symp., pp.109-111. (June 1979)
- (19) Alexopoulos, N. G. and Rana, I. E.: "Mutual Impedance Computation between Printed Dipoles", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-29, 1, pp.106-111. (Jan. 1981)
- (20) Araki, K. and Itoh, T.: "Hankel Transform Domain Analysis of Open Circular Microstrip Radiating Structures", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-29, 1, pp.84-89. (Jan. 1981)
- (21) Newman, J. H. and Tulyathan, P.: "Analysis of Microstrip Antennas Using Moment Method", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-29, 1, pp.47-53. (Jan. 1981)
- (22) Coffey, E. L. and Stutzman, W. L.: "Hybrid Computer Solutions of Electromagnetic Scattering Problems", IEEE AP-S Int. Symp., pp.82-85. (Oct. 1976)
- (23) Carver, K. R. and Coffey, E. L.: "Theoretical Investigation of the Microstrip Antenna", Tech. Rep., PT-00929, New Mexico State Univ. (Jan. 1979)
- (24) Coffey, E. L.: "DFNA Analysis of Microstrip Antenna", IEEE AP-S Int. Symp., pp.613-616. (June 1980)
- (25) Agrawal, P. K. and Bailey, M. C.: "An Analysis Technique for Microstrip Antennas", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-25, 6, pp.756-759. (Nov. 1977)
- (26) Long, S. A. and Walton, M. D.: "A Dual-Frequency Stacked Circular-Disc Antenna", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-27, 2, pp.270-273. (Mar. 1979)
- (27) 矢野, 石丸: "円形・二層マイクロストリップアンテナの入力インピーダンスについて", 昭55信学会光・電波部門全大, 66. (1980.9)
- (28) Richards, W. F., Lo, Y. T. and Simon, P.: "Design and Theory of Circularly Polarized Microstrip Antennas", IEEE AP-S, pp.117-120. (June 1979)
- (29) 羽石, 吉田: "1点給電による方形マイクロストリップ円偏波アンテナの一設計法", 信学論, J64-B, 4, pp.225-231. (1981.4)
- (30) 羽石, 吉田, 岡: "バックフィード形1点給電によるマイクロストリップ円偏波用円板アンテナ", 信学論, J63-B, 6, pp.559-565. (1980.6)
- (31) Long, S. A. and Shen, L. C.: "The Circularly Polarized Elliptical Printed-Circuit Antenna", IEEE AP-S Int. Symp., pp.731-734. (June 1980)
- (32) Shen, L. C.: "The Elliptical Microstrip Antenna with Circular Polarization", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-29, 1, pp.90-94. (Jan. 1981)
- (33) Weinschel, H. D.: "A Cylindrical Array of Circularly Polarized Microstrip Antenna", IEEE AP-S Int. Symp., pp.177-180. (June 1975)
- (34) Williams, J. C.: "A 36GHz Printed Planar Array", Electron. Lett., 14,5, pp.136-137. (Mar. 1978)
- (35) Fujimoto, K., Hori, T., Nishimura, S. and Hirasawa, K.: "Application in Mobile and Satellite Systems", Handbook of Microstrip Antennas, Chap.19, Edited by J.R.James and P.S.Hall, Peter Peregrinus Ltd., London. (1989)
- (36) 堀, 中嶋: "広帯域同一面給電円偏波マイクロストリップアレーアンテナ", 信学論, J68-B, 4, pp.515-522. (1985.4)
- (37) 堀, 寺田, 鹿子嶋: "広角度ビーム走査の可能な球面配列スイッチングアレーアンテナ", 信学論, J69-B, 11, pp.1400-1407. (1986.11)
- (38) Hori, T., Terada, N. and Kagoshima, K.: "Electronically Steerable Spherical Array Antenna for Mobile Earth Station", ICAP 87, pp.55-58 (Mar. 1987)
- (39) 堀, 鹿子嶋: "ホーンとプリントアレーを用いた二周波数帯共用反射鏡アンテナの設計法", 信学論, B-II, J76-B-II, 6. (1993.6) 掲載予定
- (40) Hori, T. and Itanami, T.: "Circularly Polarized Linear Array Antenna Using a Dielectric Image Line", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-29, 9, pp.967-970. (Sept. 1981)
- (41) Derneryd, A. G.: "Analysis of the Microstrip Disk Antenna Element", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-27, 5, pp.660-664. (Sept. 1979)
- (42) Watkins, J.: "Circular Resonant Structures in Microstrip", Electron. Lett., 5, 21, pp.524-525. (Oct. 1969)
- (43) Shen, L. C., Long, S. A., Allarding, M. R. and Walton, M. D.: "Resonant Frequency of a Circular Disc, Printed-Circuit Antenna", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-25, 4, pp.595-596. (July 1977)
- (44) Chew, W. C. and Kong, J. A.: "Effects of Fringing Fields on the Capacitance of Circular Microstrip Disk", IEEE Trans. Microwave & Tech., MTT-28, 2, pp.98-104. (Feb. 1980)
- (45) 稲垣: "不平衡形平面回路の放射特性", 信学技報, MW77-137. (1978.2)
- (46) Lo, Y. T. and Richards, W. F.: "Perturbation Approach to Design of Circularly

Polarized Microstrip Antennas", Electron. Lett., 17, 11, pp.383-385. (May 1981)

(47) Schaubert, D. H. and Farrar, F. G. : "Some Conformal, Printed Circuit Antenna Designs", Proc. Workshop Printed Circuit Antenna Tech., 5-1. (Oct. 1979)

(48) 多賀, 三島, 兼堀 : "UHF帯マイクロストリップアンテナの広帯域化", 昭54信学会総合全大, S 6-6. (1979.3)

(49) 鈴木, 宮野, 千葉 : "マイクロストリップアンテナの広帯域化", 昭56信学会総合全大, 624. (1981.4)

(50) 伊丹, 堀 : "2重化によるSバンド広帯域円偏波マイクロストリップアンテナ", 昭57信学会総合全大, 642. (1982.3)

(51) 中嶋, 堀 : "バトラーマトリクスを用いた900MHz帯用マルチビームアンテナ", 信学技報, AP84-50. (1984.8)

(52) 堀 : "広帯域マイクロストリップアンテナの相互結合", 昭59信学会総合全大, 714. (1984.3)

(53) 羽石, 吉田, 田部田 : "背面1点給電縮退分離素子対称装荷マイクロストリップ円板円偏波アンテナとそのアレーの設計法について", 信学論, J64-B, 7, PP.612-618. (1981.7)

(54) 堀, 寺田, 鹿子嶋 : "円錐ビームを有する広帯域円偏波マイクロストリップアンテナ", 昭61信学会総合全大, 637. (1986.3)

(55) 堀, 板波 : "2周波数帯共用円偏波マイクロストリップアンテナ", 昭56信学会総合全大, 625. (1981.4)

(56) Bailey, M. C. and Parks, F. G. : "Design of Microstrip Disk Antenna Arrays", NASA Tech. Memo., 78631. (1978)

(57) Weiss, M. A. and Cassell, R. B. : "Microstrip Millimeter Wave Antenna Study", Tech. Rep. CORADCOM-77-0158-F. (Apr. 1979)

(58) Yamashita, E. and Mittra, R. : "Variational Method for the Analysis of Microstrip Lines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-16, 4, pp.251-256. (Apr. 1968)

(59) Pucel, R. A., Masse, D. J. and Hartwig, C. P. : "Losses in Microstrip", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-16, 6, pp.342-350. (June 1968)
Correction to "Losses in Microstrip", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-16, 12, p.1064. (Dec. 1968)

(60) Dolph, C. L. : "A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship Between Beam Width and Side-Lobe Level", Proc. I.R.E., 34, 6, pp.335-348. (June 1946)

(61) 堀, 中嶋 : "広帯域円偏波マイクロストリップアレーアンテナ", 昭57信学会光・電波全大, S2-13. (1982.8)

(62) Ehrenspeck, H. W. : "A New Class of Medium-Size High-Efficiency Reflector Antennas", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-22, 2, pp.329-332. (Mar.1974)

(63) 大森, 吉村, 亀山 : "中利得ショートバックファイアアンテナの特性改善", 信学技報, AP81-54. (1981.7)

(64) 奈良, 堀, 中嶋 : "チョークを装荷したブースタ局用低サイドローブマイクロストリップアレーアンテナ", 信学技報, AP83-4. (1983.4)

(65) 木村, 中前, 山田, 江上, 堀 : "高次モードで動作する円形マイクロストリップアンテナの特性", 昭56信学会総合全大, 623. (1981.4)

(66) Forster, H., Mattes, H. H. and Schrott, A. : "A Conical Beam Ship Array Antenna with Infinitely Variable Control of the Elevation Angle", Dig. IEEE Int. Symp. AP-S, pp.368-371. (June 1974)

(67) 山田, 中前, 木村, 江上, 板波, 堀 : "小形船舶に搭載する衛星通信方式用アンテナの検討", 信学技報, AP80-126. (1981.2)

(68) Huang, J. : "A Circularly Polarized Conical Pattern from a Circular Microstrip Antenna", IEEE AP-S Int. Symp., pp.51-54. (May 1983)

(69) 堀, 伊丹, 中嶋 : "円錐ビームを有する円偏波マイクロストリップアレーアンテナ", 昭57信学会総合全大, 655. (1982.3)

(70) Curiel, A. S. : "The First Generation INMARSAT System", IEE 3rd Int'l Conf. on Satellite Systems for Mobile Communications and Navigation (IEE Conf. Pub. 222), pp.1-7. (June 1983)

(71) 武市 : "コンフォーマルアレーアンテナ", 信学誌, 61, 5, pp.522-523. (1978.5)

(72) Stockton, R. J. and Hockensmith, R. P. : "Application of Spherical Arrays - A Simple Approach", IEEE 1977 Int'l Symp. AP-S, pp.202-205. (June 1977)

(73) 塩川, 渡辺, 野本 : "移動衛星通信用球面配列アンテナ", 信学技報, AP84-30. (1984.6)

(74) 堀, 寺田, 鹿子嶋 : "球面配列スイッチングアレーの設計に関する一考察", 信学技報, AP84-68. (1984.11)

(75) 堀, 寺田, 鹿子嶋 : "電子的ビーム走査の可能な衛星通信用船舶局アンテナの検討", 信学技報, SAT84-56. (1985.2)

(76) 寺田, 堀, 鹿子嶋 : "球面配列スイッチングアレーアンテナのビーム走査特性", 信学技報, AP85-63. (1985.10)

- (77) 三島, 大友, 永井, 岡坂: "マルチビーム国内船舶衛星通信方式に関する一考察", 信学技報, SAT83-16. (1983.9)
- (78) 綾野: "B T樹脂", プラスチックス, 33, 1, pp.1-5. (1982.1)
- (79) 寺田, 堀: "球面上にプリントされた円形マイクロストリップアンテナの解析", 昭60信学総全大, 720. (1985.3)
- (80) 中嶋, 島貫, 阿部, 古野: "広角指向性と交さ偏波特性の優れた4, 5, 6 GHz帯共用オフセットアンテナ", 信学論, J67-B, 2, pp.194-201. (1984.2)
- (81) 高野, 小川, 堀, 別段: "オフセットカセグレン地球局アンテナの設計とその特性", 信学論, J63-B, 3, pp.232-239. (1980.3)
- (82) Agrawal, V. D. and Imbriale, W. A.: "Design of a Dichroic Cassegrain Subreflector", IEEE Trans. AP, AP-27, 4, pp.466-473. (July 1979)
- (83) 安藤, 上野, 熊沢, 鹿子嶋: "周波数選択板を用いた衛星搭載用K/C/Sバンド共用アンテナ", 信学論, J66-B, 5, pp.591-598. (1983.5)
- (84) Chu, T. S. and Turrin, R. H.: "Depolarization Properties of Offset Reflector Antennas", IEEE Trans. AP, AP-21, 3, pp.339-345. (May 1973)
- (85) 別段: "カセグレンアンテナの広角サイドローブ低減に関する研究", 東北大学博士論文, pp.5-61. (1984)
- (86) 中谷, 丸山, 竹村, 阿部, 比嘉: "11 GHz帯オフセットパラボラアンテナの設計", 昭57信学総全大, 689. (1982.3)
- (87) Chiba, T., Suzuki, Y., Miyano, N., Miura, S. and Ohmori, S.: "A Phased Array Antenna using Microstrip Patch Antennas", 12th European Microwave Conference, pp.472-477. (Sept. 1982)
- (88) Benson, F. A.: "Millimetre and Submillimetre Waves", Iliffe Books Ltd., London. (1969)
- (89) Toullos, P. P. and Knox, R. M.: "Rectangular Dielectric Image Lines for Millimeter Integrated Circuits", in Proc. Western Electric Show Conv., Los Angeles. (Aug. 1970)
- (90) Oliner, A. A.: "The Impedance Properties of Narrow Radiating Slots in the Broad Face of Rectangular Waveguide, Part I and Part II", IRE Trans. Antennas & Propag., AP-5, 1, pp.4-20. (Jan. 1957)
- (91) 堀, 板波: "イメージ線路を用いた円偏波アレイアンテナ", 信学技報, AP80-15. (1980.6)

